LE HAUT-PARLEUR

17F
N° 1715
AVRIL
1985
LXe ANNÉE

LA REFERENCE EN ELECTRONIQUE

ISSN 0337 1883

HI-FI. AUDIO. VIDEO. MICRO-INFORMATIQUE. REALISATIONS

INITIATION
L'ELECTRONIQUE AUX EXAMENS

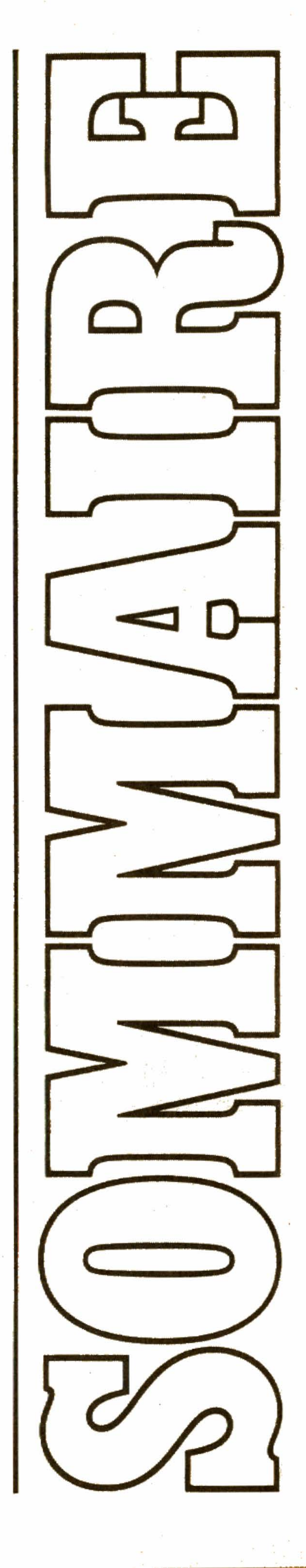
RÉALISATIONS
UN EXPANSEUR DE DYNAMIQUE

HIFI
LE FESTIVAL DU SON ET DE L'IMAGE VIDEO

MICRO-INFORMATIQUE
ABC : INITIATION A LA PROGRAMMATION
LE MICRO ORDINATEUR MSX SANYO PHC 28

Vidéo Actualité
LE MAGNÉTOSCOPE HIFI BRANDT VK 47 S

BELGIQUE : 105 F.B. ● CANADA : 2,50 $
SUISSE : 5 F.S. ● TUNISIE : 1,49 DIN
ESPAGNE : 300 PTAS



LE DOSSIER DU MOIS

AUDIO – HIFI TECHNIQUE GENERALE

ELECTRONIQUE TECHNIQUE GENERALE

MICRO-INFORMATIQUE

EMISSION - RECEPTION

MESURE

REALISATIONS

TELEMATIQUE

VIDEO ACTUALITE

DIVERS

KEF

DU JAMAIS VU...

KEF 104-2 est sans aucun doute la plus originale et surtout la plus remarquable des enceintes de ces dernières années. Elle est l'objet de surprenantes innovations qui améliorent considérablement, tant les performances, que l'esthétique.

Les enceintes conventionnelles sont entachées de colorations qui dénaturent tout message sonore, qu'il s'agisse de musique ou de voix. Ces colorations ont pour origine non seulement les irrégularités de la réponse en fréquence, mais aussi et plus perfidement, les résonances parasites émanant de la structure même de l'enceinte. Les panneaux de bois dont elles sont constituées sont les premiers responsables. Ce sont eux qui entrent en vibration, animés par les haut-parleurs dont ils sont solidaires. Une première solution consiste à découpler les transducteurs de leur support par l'intermédiaire d'un isolant, c'est ce qui fut adopté avec un succès certain pour KEF 105-2.

Idéalement, le mieux serait, non pas de filtrer, mais d'éliminer ces vibrations parasites. Pour ce faire, il faut s'attaquer à la source et opter pour une conception radicalement différente; c'est ce qui a été fait, avec un succès total, pour KEF 104-2.

La Restitution des Basses Fréquences

Dans cette enceinte, la restitution des très basses fréquences est confiée à deux transducteurs identiques qui sont montés en un nouveau push pull. Ils sont montés symétriquement avec les deux mêmes charges acoustiques, acoustiquement couplées entre elles par une cavité commune. Mécaniquement, les deux noyaux des deux haut-parleurs sont reliés entre eux par une barre rigide en métal amagnétique, neutralisant les réactions engendrées par le déplacement des membranes. Les vibrations résiduelles sont si minimes qu'une pièce de monnaie posée en équilibre au sommet de KEF 104-2 ne bronche pas, même à l'écoute d'un message sonore du plus haut niveau, riche en très basses fréquences.

Cette nouvelle technique de couplage permet la réalisation d'une enceinte de faible encombrement — à peine un dixième de mètre carré au sol — et d'un dessin particulièrement élégant, dû au talent de Alan Boothroid, un remarquable designer britannique.

La Restitution des "Médium"

On sait que l'oreille humaine est particulièrement sensible aux colorations et plus généralement à tous les défauts, aussi minimes soient-ils, qui se manifestent dans la zone médiane du spectre. Pour cette raison, nous avons accordé une importance toute particulière à la bande de fréquences s'étendant de 150 Hz à 3000 Hz. Dans KEF 104-2, deux transducteurs sont dédiés à cette zone, afin d'augmenter le niveau sonore disponible ainsi que d'optimiser l'effet stéréo.

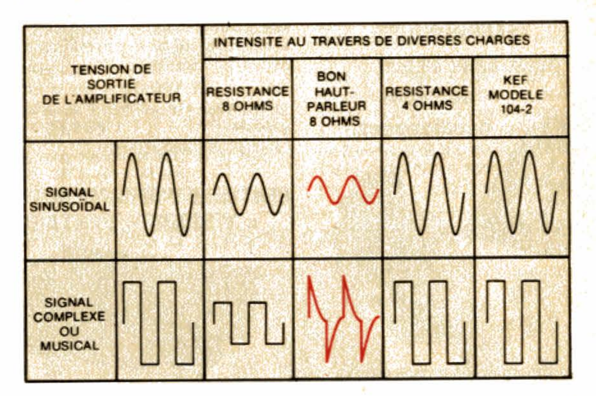
Ces deux transducteurs sont débarrassés de l'habituel saladier. Leur membrane est solidaire de la face avant d'une baffle auxiliaire de type clos et qui est amorti par une résine polymère à haute densité, alors que l'aimant et les pièces polaires sont montés dans la face arrière de cette même baffle.

Cette nouvelle technologie permet d'obtenir une spectaculaire amélioration de la restitution du médium, grâce à une courbe de réponse et des performances globales qui n'ont rien à envier aux meilleures réalisations usant de transducteurs électrostatiques.

La Restitution des Aigus

Le tweeter à dôme qui reproduit les fréquences s'étendant au-delà de 3000 Hz est doté d'un moteur baignant dans un bain de ferro-fluide, ceci afin d'éliminer les risques d'échauffement et d'en régulariser le fonctionnement.

A l'évidence, ces innovations seraient amplement suffisantes pour faire de KEF 104-2 une enceinte vraiment extraordinaire, et pourtant l'innovation technologique de ce modèle va encore bien plus loin, grâce à un important travail de recherche effectué sur sa partie proprement électrique.



TENSION DE SORTIE DE L'AMPLIFICATEUR		INTENSITE AU TRAVERS DE DIVERSES CHARGES: RESISTANCE 8 OHMS	BON HAUT-PARLEUR 8 OHMS	RESISTANCE 4 OHMS	KEF MODELE 104-2
SIGNAL SINUSOÏDAL					
SIGNAL COMPLEXE OU MUSICAL					

Les Circuits Electriques

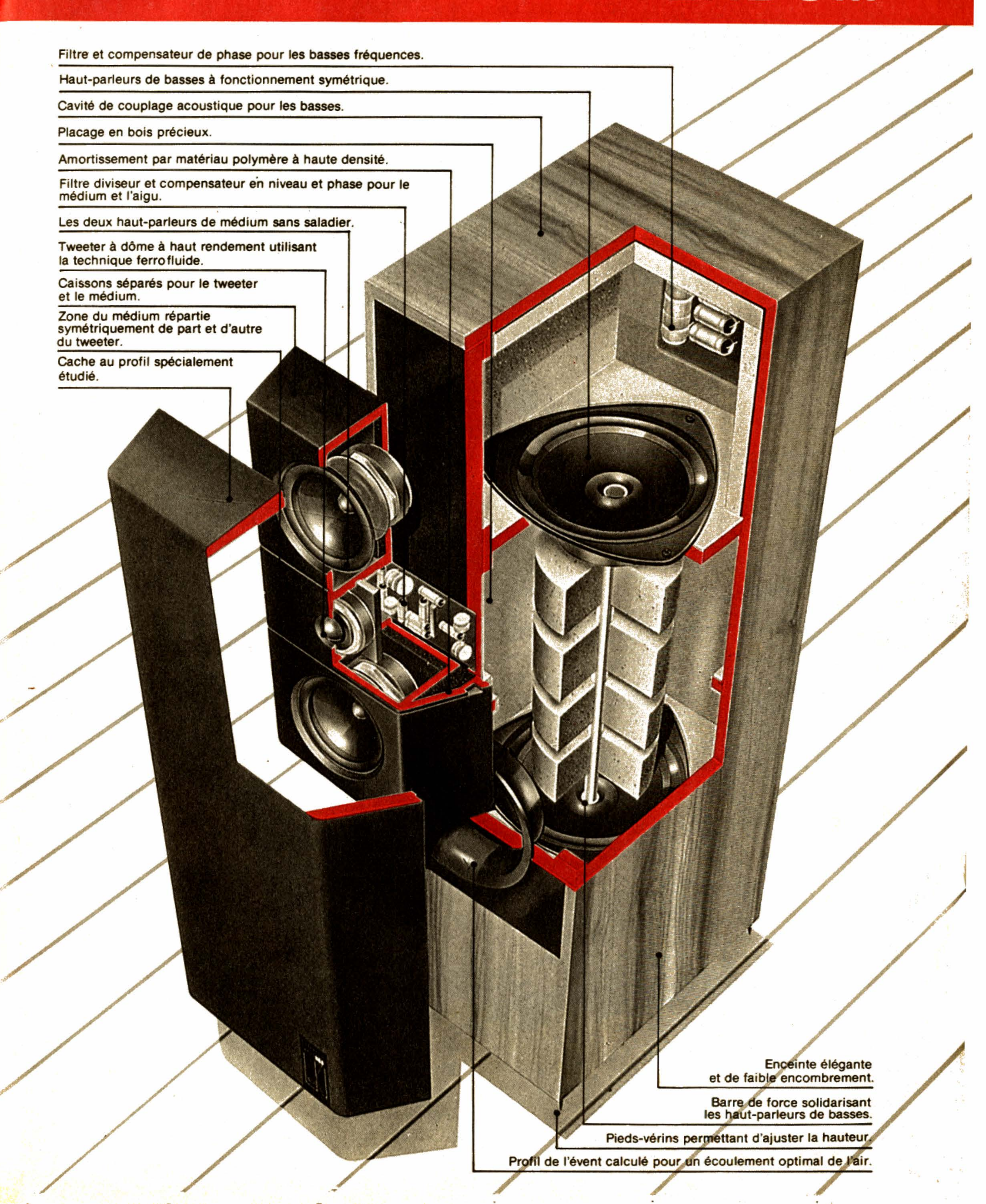
Les haut-parleurs conventionnels sont la source d'importantes difficultés d'adaptation pour les amplificateurs de puissance, car leur impédance réelle varie dans d'importantes proportions en fonction de la fréquence à laquelle ils fonctionnent. Ils se comportent comme des charges très réactives. Dans de telles conditions, peu d'amplificateurs sont à même de fournir de bonnes performances. Les circuits de KEF 104-2 sont conçus pour présenter, non seulement une impédance purement résistive, mais aussi d'une constance exemplaire et ce, dans l'intégralité du spectre des fréquences audibles. De la sorte, tous les amplificateurs sont en mesure de fonctionner dans des conditions idéales en donnant un niveau de sortie toujours le plus élevé et avec un taux de distorsions minimal.

KEF 104-2: une enceinte acoustique à la neutralité sans précédent et qui précise encore l'image stéréophonique, tout en s'épargnant les distorsions. Admettant une dynamique importante, elle est on ne peut mieux adaptée aux enregistrements numériques et prête pour toutes les technologies novatrices.



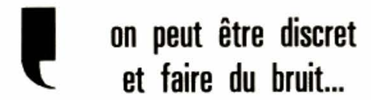
est distribué par:
AUDIO-PROTEC
78810 Feucherolles - 056.50.00

Kef sera présent au Festival du Son et de l'Image Vidéo au CNIT du 10 au 17 mars, stand 112, niveau 3.


KEF
DU JAMAIS ENTENDU...
Filtre et compensateur de phase pour les basses fréquences.
Haut-parleurs de basses à fonctionnement symétrique.
Cavité de couplage acoustique pour les basses.
Placage en bois précieux.
Amortissement par matériau polymère à haute densité.
Filtre diviseur et compensateur en niveau et phase pour le médium et l'aigu.
Les deux haut-parleurs de médium sans saladier.
Tweeter à dôme à haut rendement utilisant la technique ferrofluide.
Caissons séparés pour le tweeter et le médium.
Zone du médium répartie symétriquement de part et d'autre du tweeter.
Cache au profil spécialement étudié.
Enceinte élégante et de faible encombrement.
Barre de force solidarisant les haut-parleurs de basses.
Pieds-vérins permettant d'ajuster la hauteur.
Profil de l'évent calculé pour un écoulement optimal de l'air.



* faire du tapage : bruit excessif, trompeur, parasite * taper quelqu'un : demande d'argent injustifiée ex. : t'as pas 100 baffles ! * pratique de prix injustifiés, abusifs ; ex. : lui mettre une bonne baffle !



500 enceintes sur 700 m²
d'auditorium et toute la hifi

FAROHM-BEAUBOURG
8, rue brantôme, 50 m du centre pompidou, 75003 paris - tél. 1/277.44.56 - métro rambuteau, chatelet-les halles - parking gratuit assuré
FAROHM-MONTPARNASSE
8, bd du montparnasse 75015 paris - tél. 1/306.88.81 - métro duroc, montparnasse - parking gratuit assuré
ouverture : du mardi au samedi 10 h 30/19 h 30



LA PROGRAMMATION



Depuis le début de cette série d'articles, nous vous parlons de matériel puisque, après quelques rapides rappels de logique, nous avons passé en revue les composants fondamentaux de tout système micro-informatique, le dernier en date étant le microprocesseur présenté dans notre précédent numéro. Si une telle démarche était logique compte tenu de la vocation d'un journal comme le *Haut-Parleur,* il nous faut maintenant aborder un autre sujet, au moins aussi important que le matériel : le logiciel et la programmation. En effet, si très peu d'utilisateurs de micro-ordinateurs sont amenés à réaliser ou à manipuler des cartes ou des composants micro-informatiques, la majorité d'entre eux est amenée tôt ou tard à faire de la programmation, que ce soit en Basic, en Forth, en assembleur ou en tout autre langage.

Comme nous l'avons annoncé dans notre précédent numéro et compte tenu du microprocesseur que nous avons choisi comme exemple pour cette série d'articles (le 6809), il va nous être possible de vous proposer des exercices de programmation qui pourront être mis en œuvre soit sur le micro-ordinateur que nous décrivons par ailleurs dans cette revue, soit sur les micro-ordinateurs Thomson M05 et T0 7 ou T0 7/70, dont sont ou vont être dotés peu à peu les établissements d'enseignement, suite aux récentes décisions gouvernementales. Nous en profiterons d'ailleurs, lorsque le moment sera opportun, pour vous présenter la structure matérielle du M05, ce qui sera une excellente application des notions matérielles vues jusqu'à ce jour.

Historique

Avant de nous lancer à corps perdu dans l'étude de tel ou tel langage de programmation, il nous semble utile de préciser un peu certaines notions qui vous permettront ensuite de mieux apprécier les avantages et les inconvénients des diverses méthodes de programmation.

Au début de l'ère des microprocesseurs, il y a de cela bien longtemps... (au moins dix ans !), le seul moyen de programmer ces merveilleux circuits consistait à aligner une suite de chiffres, écrits en binaire, qui représentaient les codes des instructions comprises par ces derniers, puisque tout circuit logique ne peut comprendre que du binaire, c'est-à-dire une suite de 0 et de 1. Si cela n'a pas changé aujourd'hui, de nombreux outils de programmation existent et peuvent automatiser tout ou partie de ce travail. Ces outils constituent ce que l'on appelle des langages de programmation ou encore des langages évolués.

Sans vouloir nous lancer dans une polémique aussi stupide qu'inutile, bien que de nombreuses personnes y passent une grande partie de leur temps, il nous faut préciser qu'il existe divers niveaux « d'évolution » de ces langages. Ainsi, certains sont d'un abord très simple mais n'ont pas des performances très étendues, alors que d'autres, d'un abord plus délicat, sont spécialisés dans tel ou tel domaine. D'autres enfin, tel que le Basic que l'on trouve sur tous les micro-ordinateurs du marché, réalisent un bon compromis entre la facilité d'utilisation et les performances.

Le langage machine

Ainsi que nous l'avons expliqué ci-avant, les microprocesseurs eux-mêmes ne comprennent qu'un certain nombre de codes binaires correspondant aux opérations qu'ils sont capa-

bles de réaliser. L'ensemble de ces opérations constitue ce que l'on appelle le jeu d'instructions du microprocesseur.

Ces opérations sont tout à fait élémentaires ; ainsi, sur les plus puissants microprocesseurs 8 bits actuels, trouve-t-on : des additions, des soustractions (de mots de 16 bits au maximum, c'est-à-dire de valeurs numériques comprises entre −32767 et + 32768), une multiplication et un certain nombre d'opérations logiques telles que décalages, rotations, OU logique, ET logique, etc.

Il est évident que la réalisation de fonctions complexes, telles que le calcul du sinus d'un angle par exemple, avec ces instructions est assez délicate ; c'est pour cela qu'existent les langages évolués auxquels nous avons déjà fait allusion ci-avant, mais si nous sommes redescendus au niveau de la machine elle-même, c'est pour pouvoir vous présenter de façon précise ce qui se passe lorsque vous utilisez un langage évolué.

Supposons que vous travailliez en Basic, vous disposez donc d'un certain nombre d'instructions de haut niveau (sinus, racine carrée, élévation à une puissance, décision en fonction d'une condition, etc.). Ces instructions sont incompréhensibles pour le microprocesseur ; elles doivent donc être traduites comme schématisé figure 1. Le texte du programme Basic que vous frappez au clavier de votre micro-ordinateur est donc traduit par un programme spécial appelé interpréteur ou compilateur (nous verrons le pourquoi de ces deux termes ci-après) en une suite d'instructions exécutables par le microprocesseur. L'exécution de votre programme se fait donc en deux étapes : traduction en langage machine, exécution de la traduction par le microprocesseur.

Ces deux étapes prennent du temps, et c'est pour cela que, dans certaines applications, il est nécessaire de programmer directement en langage machine afin de supprimer la phase de traduction et, donc, de gagner le temps lui correspondant. Pour aider les personnes qui travaillent en langage machine, un certain nombre d'outils ont été développés dont le plus célèbre est l'assembleur. Ce dernier permet d'écrire les instructions du microprocesseur non plus sous forme de codes binaires, mais sous forme de mots représentant la fonction résumée de l'instruction.

De nombreuses personnes mal documentées prétendent que la programmation en langage machine (on dit aussi, mais c'est impropre, la programmation en assembleur) est difficile, nous verrons qu'il n'en est rien puisque nous vous initierons à cela aussi.

Pour l'instant, nous allons cependant rester dans le domaine du langage évolué, qui est d'un abord plus facile.

Interpréteur ou compilateur

Nous avons dit ci-avant qu'un programme en langage évolué devait être traduit en langage machine, c'est-à-dire en langage compréhensible par le microprocesseur. Cette traduction est faite par un programme spécialisé appelé interpréteur ou compilateur.

Un interpréteur, qui est ce que l'on rencontre dans l'immense majorité des cas sur les micro-ordinateurs grand public, traduit le programme évolué ligne par ligne et fait exécuter chaque ligne au fur et à mesure de sa traduction. Si cette façon de faire est logique, elle présente cependant deux défauts majeurs :

– elle nécessite la présence permanente dans le micro-ordinateur de l'interpréteur, puisque celui-ci traduit chaque ligne du programme évolué au fur et à mesure de son exécution. Cela « gaspille » donc de la place mémoire pour loger cet interpréteur ;

– elle est très gourmande en temps car, si une ligne se répète cent fois dans un même programme, elle sera traduite cent fois, ce qui consommera cent fois le temps de sa traduction.

Le compilateur quant à lui procède de façon différente, puisqu'il lit et traduit tout le programme en langage évolué d'un seul coup en un programme en langage machine. Cette phase de traduction s'appelle la compilation du programme. Une fois qu'elle est faite, le compilateur n'est plus utile et le programme compilé peut fonctionner tout seul. Les avantages d'une telle façon de faire sont évidents :

– l'exécution d'un programme compilé est bien plus rapide que celle d'un programme interprété puisqu'il n'y a plus de temps de traduction ;

– La mémoire du micro-ordinateur n'a plus besoin de contenir le compilateur puisqu'il ne sert que lors de la phase de compilation, ce qui laisse donc plus de place pour le programme lui-même.

Dans ces conditions, vous êtes en droit de vous demander pourquoi l'on trouve plus souvent des interpréteurs que des compilateurs : la réponse est simple, un interpréteur est nettement plus facile à réaliser qu'un compilateur et, donc, est nettement moins coûteux.

De plus, sur les micro-ordinateurs grand public, un interpréteur permet d'essayer très facilement les programmes au fur et à mesure de leur écriture, ce que ne permet pas le compilateur.

Les divers langages évolués

Il existe au moins une bonne dizaine de langages évolués différents, chacun ayant ses avantages et ses inconvénients, et aucun n'étant parfait ou universel. Les langages les plus couramment rencontrés en micro-informatique grand public ou semi-professionnelle sont : le Basic et le Pascal et, dans une proportion beaucoup plus faible, le Forth et un peu de Logo. Les « grands » langages de programmation que certains d'entre vous ont peut être appris à l'école, tels que le Fortran, le Cobol ou l'Algol, sont inexistants sur les micro-ordinateurs où ils n'auraient d'ailleurs aucun intérêt.

Cette restriction du nombre de langages rencontrés simplifie la vie de l'utilisateur de micro-ordinateur puisqu'il lui suffit de connaître un ou deux langages pour être bien armé ; de plus, lorsque l'on sait que parmi ceux-ci le Basic occupe 90 % du marché des langages pour micro-ordinateurs, il devient évident que sa connaissance est quasiment indispensable même si ce n'est pas le meilleur exemple de langage évolué.

De ce fait, nous allons commencer notre initiation à la programmation par l'étude du Basic, puisque dans 99 % des cas c'est avec lui que vous ferez vos premiers pas en programmation.

Le Basic

Créé en 1964 aux Etats-Unis, le Basic était à l'origine un langage pour débutants ; son nom est en effet l'abréviation de « Beginners All purpose Symbolic Instruction Coding », ce que l'on peut traduire approximativement par représentation symbolique d'instructions à usage général pour débutants.

Ce Basic de naguère comportait toutes les instructions utiles pour faire de la programmation scientifique et était relativement bien standardisé. L'avénement des micro-ordinateurs actuels doués de possibilités sonores et graphiques a un peu dégradé cette situation idéale ; en effet, il manquait à ce « vieux » Basic des instructions capables de manipuler ces possibilités nouvelles, et chaque fabricant a donc ajouté « ses » instructions Basic qui ne sont pas toujours compatibles d'une machine à une autre. Notre étude de ce langage sera donc composée de deux grandes parties : une présentation générale de ce que l'on peut appeler le noyau du Basic, qui comporte toutes les instructions de base que l'on retrouve sur toutes les machines, et une présentation des « extensions » à ce noyau qui, elle, ne pourra pas être générale mais sera cependant facilement transposable d'un Basic à un autre.

Avant de voir ce qu'est ce fameux Basic, il nous semble utile de préciser quelques notions utiles quel que soit le langage de programmation employé.

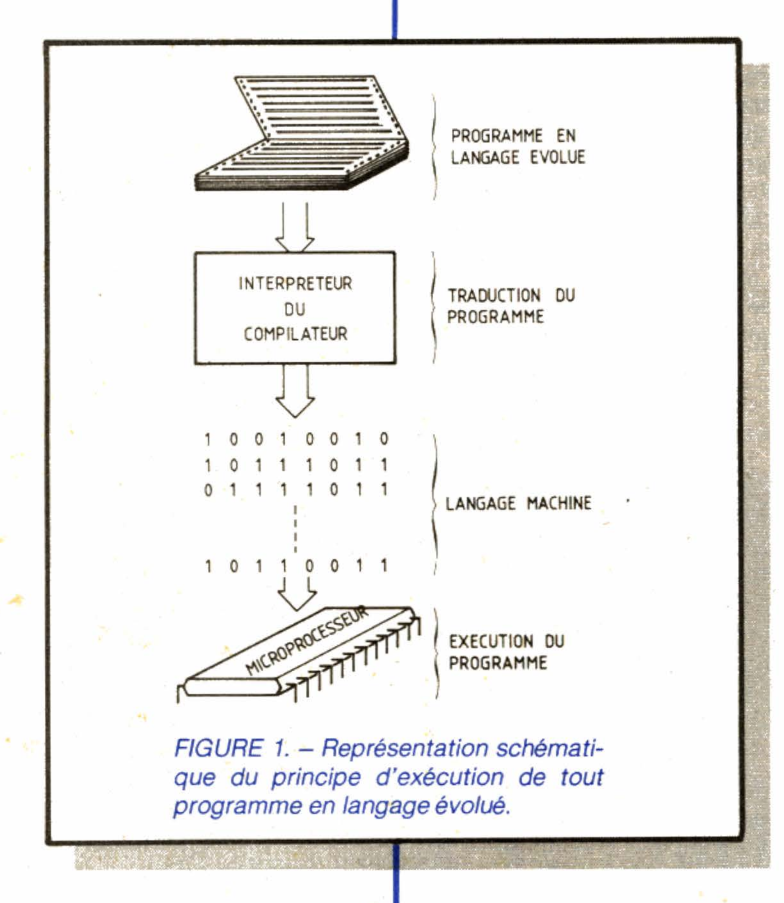


FIGURE 1. – Représentation schématique du principe d'exécution de tout programme en langage évolué.

Travaillons correctement

Un programme est une suite ordonnée d'instructions qui seront exécutées par un micro-ordinateur pour accomplir une tâche bien définie. Pour écrire correctement un tel programme, il faut donc respecter un certain nombre de règles ou de conseils que nous allons maintenant examiner. Bien sûr, vous pouvez vous passer de ces indications et vous trouverez toujours des gens qui vous diront qu'ils ne font pas comme cela, mais nous serions alors très surpris qu'un tel comportement leur permette d'écrire des programmes un tant soit peu longs ou complexes.

Avant d'écrire un programme, et quel que soit le langage envisagé, répétons le, il est nécessaire de définir précisément les fonctions que ce dernier aura à accomplir en rédigeant une sorte de cahier des charges du programme. Sur ce cahier des charges, écrit en langage clair, les informations fournies au programme seront définies ainsi que celles que le programme devra délivrer en retour.

L'étape suivante va consister à réaliser un organigramme du futur programme, c'est-à-dire un graphique indiquant l'enchaînement des opérations à effectuer. Des règles très précises existent quant à l'écriture de cet organigramme mais, en ce qui nous concerne, nous nous limiterons aux plus simples d'entre elles qui sont déjà largement suffisantes pour ce que nous voulons faire.

Sur cet organigramme, chaque étape du programme ne faisant pas appel à un test sera représentée par un rectangle à l'intérieur duquel sera inscrite l'opération réalisée tandis que chaque étape du programme faisant appel à un test et, donc, pouvant conduire à plusieurs comportements différents selon le résultat de ce dernier sera représentée par un losange dans lequel le test sera représenté sous forme de question.

Pour concrétiser tout cela, nous allons prendre un exemple pratique simple : soit à réaliser une table de calcul numérique indiquant les carrés et les cubes de nombres entiers compris entre deux limites fournies par l'utilisateur ; limites qui doivent être entières et dans un ordre croissant afin de simplifier au maximum notre exemple. Ceci constitue donc le cahier des charges de notre programme pour lequel on peut établir l'organigramme visible figure 2.

La première opération consiste à demander à l'utilisateur le nombre de départ de la table. Le nombre de fin est demandé ensuite et un test est réalisé pour voir s'il est supérieur au nombre de départ ; dans le cas contraire, les deux questions sont à nouveau posées. Ce court passage vous permet déjà de voir comment s'utilisent les symboles présentés ci-avant, et il nous permet également de vous faire remarquer qu'aucune allusion au langage de programmation qui va être utilisé n'est faite dans l'organigramme, ce qui est un de ses avantages majeurs.

Lorsque les deux limites correctes sont obtenues, on calcule ensuite le carré et le cube du premier nombre de la table, puis on le fait afficher. Ce nombre est alors augmenté de 1 et est comparé à la limite supérieure ; s'il n'y a pas égalité, le calcul du carré et du cube recommence, tandis que , s'il y a égalité, on sort de l'organigramme pour arriver dans le rectangle matérialisant la fin du programme. Comme vous pouvez le constater, un organigramme se lit donc toujours de haut en bas même si, par endroits, des « remontées » existent comme c'est le cas ici. Ces remontées constituent des boucles dont nous aurons largement l'occasion de parler.

Une fois un tel organigramme réalisé, il ne reste plus qu'à le traduire en

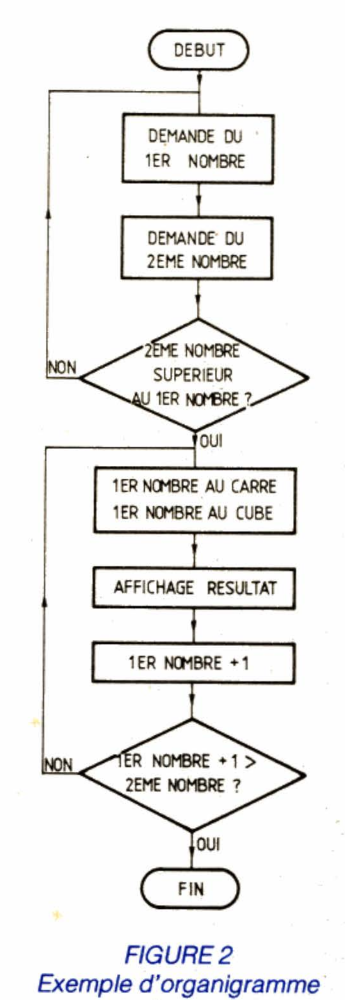


FIGURE 2
Exemple d'organigramme (voir texte).

instructions compte tenu du langage de programmation choisi. Cette phase de traduction peut être très facile si des instructions correspondant aux fonctions placées dans les rectangles ou aux tests des losanges existent ; par contre, si ce n'est pas le cas, la traduction peut être plus délicate et peut même nécessiter un nouvel organigramme, tenant compte des possibilités et surtout des limitations du langage de programmation utilisé.

Cela étant vu, nous allons maintenant aborder l'étude du langage Basic, qui ne présente pas de difficulté majeure pour peu que l'on puisse mettre en pratique les notions exposées sur un micro-ordinateur quel qu'il soit.

Les bases du Basic

Avant de parler des instructions, il est utile de savoir comment les écrire et les manipuler, et pour cela il vous faut savoir que tout interpréteur Basic dispose de deux modes de fonctionnement : le mode direct appelé aussi mode calculateur, et le mode programmé. Dans le premier mode, l'ordinateur et son interpréteur Basic sont utilisés comme une vulgaire calculatrice scientifique, c'est-à-dire que chaque instruction est exécutée dès la fin de sa frappe et que l'ordinateur n'en conserve aucune trace en mémoire. Dans le deuxième mode, les instructions frappées au clavier sont mémorisées dans un ordre déterminé et ne sont exécutées que lorsque l'on en donne expressément l'ordre.

Le passage d'un mode à l'autre se fait très simplement en respectant le principe suivant :
– Toute instruction frappée sans être précédée d'un numéro de ligne est considérée comme étant en mode direct ; elle est donc exécutée dès la frappe de la touche « enter » ou « retour chariot » qui termine la ligne.
– Toute instruction précédée par un numéro de ligne est considérée comme étant en mode programmé et est donc mémorisée pour constituer une ligne de programme.

Un numéro de ligne n'est rien d'autre qu'un nombre entier positif compris entre 1 et 9999 ou 32767, ou encore 99999 (cela dépend de votre interpréteur), frappé en début de ligne et séparé de l'instruction qui le suit par au moins un espace. Ainsi l'instruction :
PRINT « BONJOUR » sera-t-elle exécutée parce que considérée comme en mode direct alors que :
100 PRINT « BONJOUR » sera rangé en mémoire comme faisant partie du programme en cours de frappe.

Les numéros de lignes peuvent être frappés par vos soins ou, avec certains Basic performants, être générés automatiquement grâce à la commande AUTO. Peu importe l'ordre dans lequel vous frappez ces numéros, l'interpréteur Basic range en effet les lignes en mémoire par ordre de numéro croissant et exécute aussi le programme

dans ce même ordre. Ainsi, si vous frappez dans cet ordre :

■ 100 PRINT « BONJOUR »

■ 10 PRINT « MONSIEUR »

■ 20 PRINT « L'INFORMATICIEN »

retrouverez-vous en mémoire le programme suivant :

■ 10 PRINT « MONSIEUR »

■ 20 PRINT « L'INFORMATICIEN »

■ 100 PRINT « BONJOUR ».

Du fait de ce classement automatique réalisé par l'interpréteur Basic, on ne frappe jamais des numéros de lignes qui se suivent d'un en un mais on les place plutôt de 10 en 10, voire même de 100 en 100. En effet, il arrive souvent que l'on ait besoin d'ajouter une ou plusieurs lignes à un programme, après sa phase de mise au point par exemple. Si les numéros de lignes se suivent d'un en un, c'est impossible sans frapper à nouveau un très grand nombre de lignes, alors que s'ils se suivent de 10 en 10, il est possible de rajouter neuf lignes entre chacune des lignes initiales, puisque l'interpréteur classe automatiquement celles-ci par numéros croissants.

Afin d'être précis, sachez qu'une ligne de programme commence avec son numéro et se termine par la frappe de la touche baptisée « enter » ou « retour chariot » selon les machines. Cela signifie qu'une ligne de programme n'est pas forcément limitée à une ligne d'affichage sur l'écran qui, sur les micro-ordinateurs simples, ne comporte bien souvent que 32 ou 40 caractères. Ainsi, sur le MO5 Thomson, une ligne de programme peut contenir jusqu'à 255 caractères, soit près de six lignes et demie sur l'écran. Cette limite n'est pas imposée par le Basic en général, mais dépend de l'appareil utilisé ; les valeurs les plus courantes sont : 255, 127 et 80 caractères par ligne.

Conclusion

Nous en resterons là pour aujourd'hui car nous avons bien planté le décor grâce auquel nous pourrons commencer à programmer en Basic dès le mois prochain. Afin de faciliter la lecture de cette série d'articles, nous vous proposons à compter d'aujourd'hui, et en figure 3, la liste des thèmes abordés dans l'article du mois. Ceux d'entre vous qui découpent et classent ces pages pourront ainsi, à l'avenir, retrouver plus facilement à quel endroit a été abordé tel ou tel sujet.

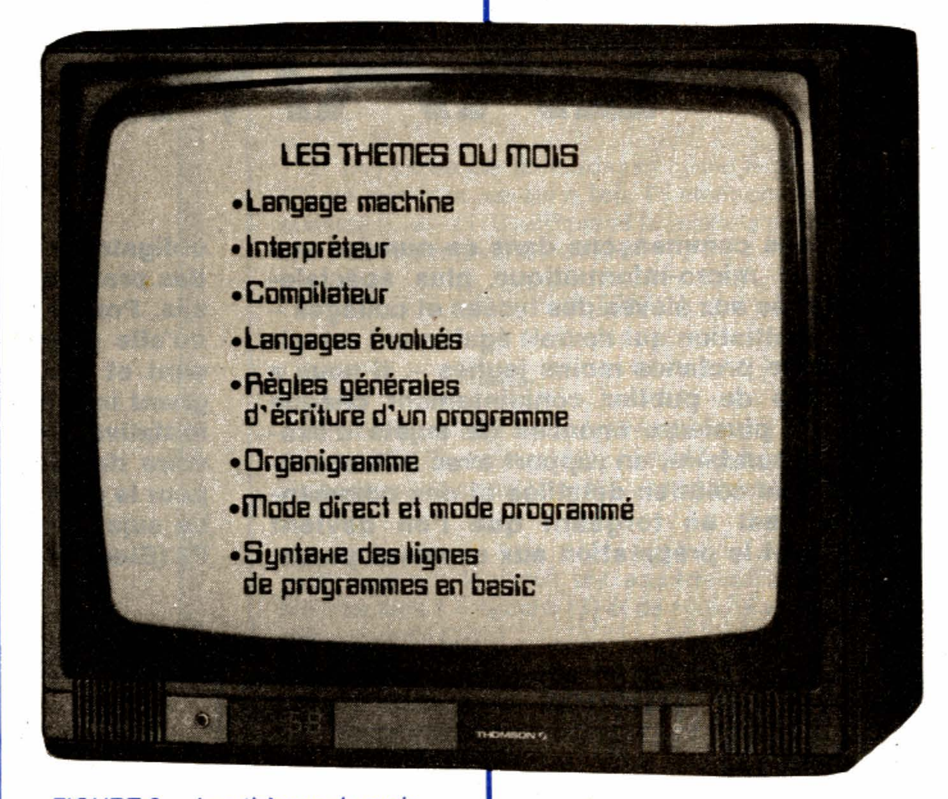
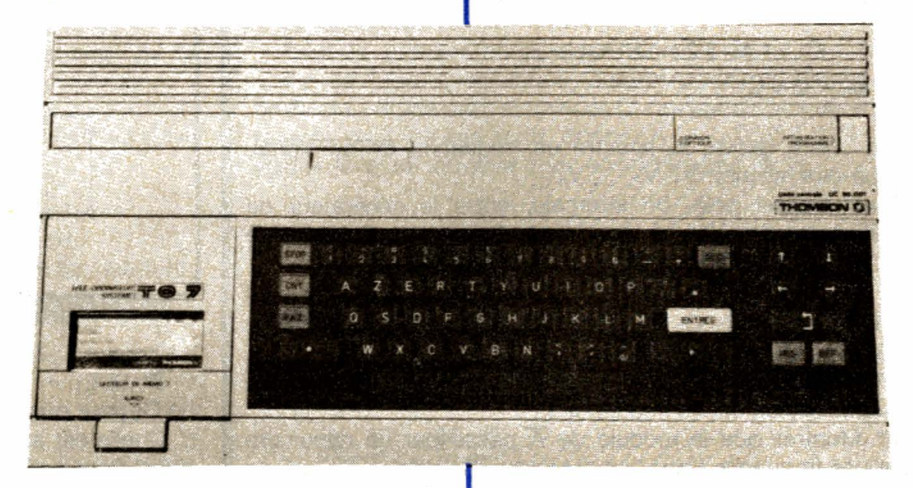


FIGURE 3. – Les thèmes du mois.



C. TAVERNIER

L'ELECTRONIQUE AUX EXAMENS

Puisque nous commençons dans ce numéro une rubrique de micro-informatique plus spécialement destinée aux élèves des lycées et collèges – rubrique d'initiation qui devrait également retenir l'attention de profanes moins jeunes –, il nous a semblé utile de publier conjointement chaque mois un ou plusieurs énoncés de sujets d'examens du secondaire, en rapport avec l'électronique, avec une solution détaillée et des commentaires. « C'est en forgeant que l'on devient forgeron », et la préparation aux examens passe, obligatoirement, par l'entraînement à résoudre des problèmes du type de ceux qui y sont proposés. Pour alimenter cette rubrique, l'idéal serait qu'elle donne lieu à un échange d'idées permanent et donc que les membres du corps enseignant intéressés nous écrivent à propos de cette initiative, en apportant leur propre commentaire, voire des sujets et leurs solutions personnelles, pour le plus grand bien de tous.
Le sujet ci-après a été proposé au baccalauréat F2 (Electronique).

Enoncé

Un signal périodique non sinusoïdal de fréquence f_o = 10 kHz est de la forme :

$$v_e(t) = \underbrace{V_1\sqrt{2}\sin(\omega_o t + \varphi_1)}_{\text{fondamental}} + \underbrace{V_2\sqrt{2}\sin(2\,\omega_o t + \varphi_2)}_{1^{er}\text{ harmonique}} + \ldots + V_n\sqrt{2}\sin(n\,\omega_o t + \varphi_n),$$

avec $\omega_o = 2\pi f_o$.

On désire relever le spectre en fréquence de ce signal, c'est-à-dire mesurer $V_1, V_2, \ldots, V_n$.

Pour réaliser cela, on intercale, entre le générateur de signal et un voltmètre, un quadripole Q (fig. 1) qui permet de sélectionner la composante que l'on désire évaluer.

FIGURE 1

FIGURE 2

A – Le quadripole Q est constitué comme l'indique la figure 2.

1° Exprimer $\overline{A} = \overline{V_s}/\overline{V_e}$, le quadripole étant alimenté par un signal sinusoïdal de fréquence f.

2° Montrer que le module de $\overline{A}$ passe par un maximum pour une fréquence f que l'on précisera. Calculer A_{max}.

3° Si L_1 = 10 mH et R_1 = 10 Ω, quelle doit être la valeur de C_1 pour que le circuit soit accordé sur le fondamental ?

Quelle est alors la valeur de $|\overline{A}|$ pour le premier harmonique ? Peut-on considérer que le voltmètre mesure V_1 ?

B – Le quadripole Q est maintenant constitué d'un amplificateur idéal d'impédance d'entrée infinie, d'impédance de sortie nulle, d'amplification $\overline{A_0} = \overline{V_s}/\overline{E}$, associé à deux impédances $\overline{Z_1}$ et $\overline{Z_2}$ conformément au schéma de la figure 3.

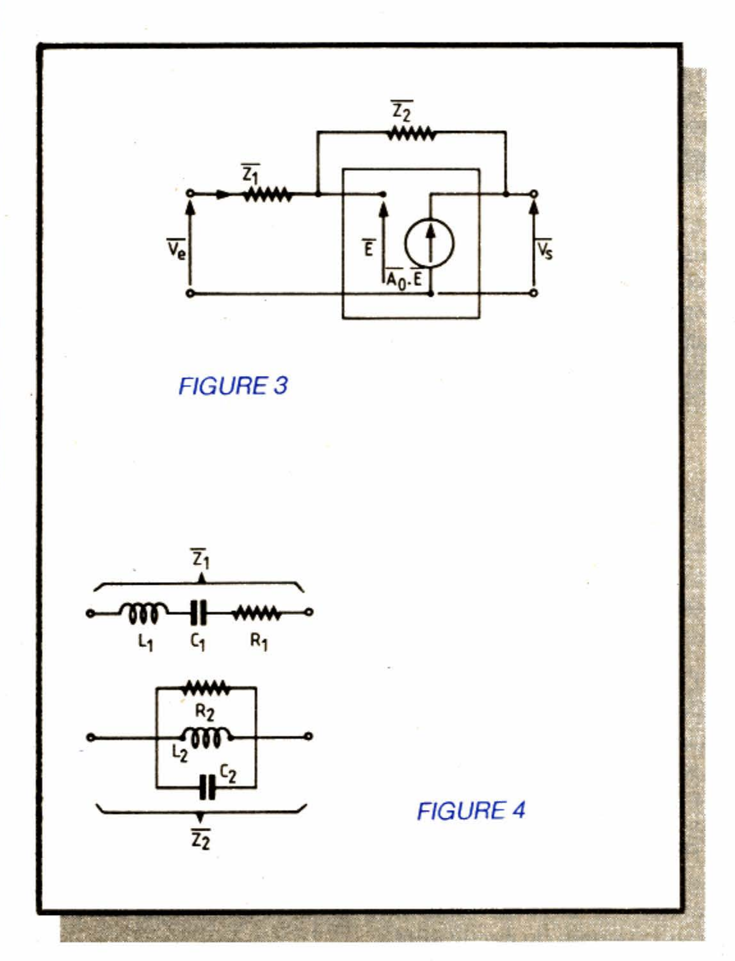


FIGURE 3

FIGURE 4

On signale d'autre part que $\overline{A_0}$ est indépendant de la fréquence.

1° Calculer $\overline{A} = \overline{V_s}/\overline{V_e}$. Montrer que si $\overline{A_0}$ est infini, on a $\overline{A} = -\overline{Z_2}/\overline{Z_1}$.

2° Z_2 et Z_1 sont constituées suivant le schéma de la figure 4 ($\overline{A_0}$ est infini) et telles que $L_1C_1 = L_2C_2$.

a) Montrer que le module de $\overline{A}$ passe par un maximum pour une fréquence f que l'on déterminera.

b) Le montage est accordé sur le fondamental et l'on a : $R_1 = 10\ \Omega$; $L_1 = 10$ mH ; $R_2 = 1$ kΩ ; $L_2 = 250\ \mu$H.

Calculer $|\overline{A}|$ pour le fondamental et le premier harmonique. Quel est l'intérêt de ce second dispositif ?

c) On a maintenant $C_1 = 2{,}8$ nF, R_1, L_1, R_2, L_2 gardant les mêmes valeurs.

On lit : $V_{s\,eff} = 7{,}8$ mV.

Que peut-on déduire de cette mesure ?

Baccalauréat F2, Groupe 3, 1978

Solution

PARTIE A

1° L'ensemble série $C_1L_1R_1$ constitue un diviseur de tension potentiométrique, ce qui donne :

$$\overline{A} = \frac{\overline{V_s}}{\overline{V_e}} = \frac{R_1}{R_1 + j\left(L_1\omega - \frac{1}{C_1\omega}\right)} \quad \text{(avec } \omega = 2\pi f\text{)} \quad (1)$$

et $|\overline{A}|$, module de $\overline{A}$:

$$|\overline{A}| = \frac{R_1}{\sqrt{R_1^2 + \left(L_1\omega - \frac{1}{C_1\omega}\right)^2}} \quad (2)$$

2° $|A|$ passe par un maximum quand le dénominateur de (2) est minimum, ce qui a lieu, R_1^2 étant constant, quand la quantité $[L_1\omega - (1/C_1\omega)]^2$ prend la valeur la plus basse possible, c'est-à-dire zéro. On a alors :

$$L_1\omega - \frac{1}{C_1\omega} = 0, \text{ d'où } \omega^2 = \frac{1}{L_1C_1}$$

et

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} \quad (3)$$

$|A|$ est alors égal à 1 qui correspond à la valeur maximale A_{max} de $|A|$. Ce résultat était prévisible puisqu'à la résonance, l'impédance du circuit série L_1C_1 est nulle et $\overline{V_s} = \overline{V_e}$.

3° Pour que le circuit soit accordé sur le fondamental, il suffit de faire $f = f_0$ dans (3) et de sortir la valeur de C, égale dans ce cas à C_1 :

$$C = C_1 = 1/4\pi^2 f_0^2 L_1$$

Application numérique

$f_0 = 10$ kHz $= 10^4$ Hz ; $L_1 = 10$ mH $= 10^{-2}$ H.

Ce qui conduit à : $C_1 \simeq 25 \cdot 10^{-9}$ F $= 25$ nF

Pour le premier harmonique, $\omega = 2\,\omega_0 = 2 \cdot 2\pi f_0 = 4\pi \cdot 10^{-4}$ rad/s, valeur que nous portons dans (2) avec celles de R_1 et L_1 d'une part, et celle de C_1 qui vient d'être déterminée d'autre part, ce qui nous donne $|\overline{A}| \simeq 0{,}01$; 1 % de la valeur de V_2 se retrouve donc en sortie ajouté à V_1.

PARTIE B

1° L'impédance d'entrée de l'amplificateur étant infinie, le courant i qui circule dans Z_1 est égal à celui qui circule dans Z_2 et :

$$\overline{i} = \frac{\overline{V_e} - \overline{E}}{\overline{Z_1}} = \frac{\overline{E} - \overline{V_s}}{\overline{Z_2}} \quad (4)$$



Mais nous avons aussi :

$$\overline{V_s} = \overline{A_0} \cdot \overline{E} \text{ soit } \overline{E} = \overline{V_s}/\overline{A_0} \quad (5)$$

En substituant la valeur de $\overline{E}$ tirée de (5) dans la relation (4), il vient :

$$\frac{\overline{V_e} - (\overline{V_s}/\overline{A_0})}{\overline{Z_1}} = \frac{(\overline{V_s}/\overline{A_0}) - V_s}{\overline{Z_2}} \quad (6)$$

Ce qui conduit à :

$$\overline{A} = \frac{\overline{V_s}}{\overline{V_e}} = \frac{1}{\left[\frac{1}{\overline{A_0}}\left(1 + \frac{\overline{Z_1}}{\overline{Z_2}}\right) - \frac{\overline{Z_1}}{\overline{Z_2}}\right]} \quad (7)$$

Si $\overline{A_0}$ devient infini, le terme contenant $\overline{A_0}$ s'annule et seul subsiste :

$$\overline{A} = \frac{\overline{V_s}}{\overline{V_e}} = -\frac{\overline{Z_2}}{\overline{Z_1}} \quad (8)$$

2° a) Nous sommes dans les conditions définies par (8).

$$|\overline{A}| = \frac{|\overline{Z_2}|}{|\overline{Z_1}|}$$

$|\overline{A}|$ sera maximum pour $|\overline{Z_2}|$ maximum et $|\overline{Z_1}|$ minimum. Or, $|\overline{Z_2}|$, impédance d'un circuit résonnant parallèle (ou circuit bouchon), est maximum pour $f_2 = 1/2\pi\sqrt{L_2C_2}$ et $|\overline{Z_1}|$ impédance d'un circuit résonnant série, est minimum pour $f_1 = 1/2\pi\sqrt{L_1C_1}$. Comme $L_1C_1 = L_2C_2$, $f = f_1 = f_2$ et la fréquence qui rend $|\overline{A}|$ maximum est la fréquence, commune, d'accord des deux circuits $L_1C_1R_1$ et $L_2C_2R_2$.

b) A cette fréquence, Z_1 se réduit à R_1 et Z_2 à R_2, d'où :

$$|\overline{A}| = \frac{R_2}{R_1} \quad (10)$$

Application numérique

$R_2 = 1\ k\Omega = 10^3\ \Omega$; $R_1 = 10\ \Omega$, d'où $|\overline{A}|_{max} = 100$.

Pour l'harmonique 1, nous avons :

$$\overline{Z_1} = R_1 + j\left(L_1 . 2\omega_o - \frac{1}{C_1 . 2\omega_o}\right)$$

$$\text{soit } |\overline{Z_1}| = \sqrt{R_1^2 + \left(L_1 . 2\omega_o - \frac{1}{C_1 . 2\omega_o}\right)^2} \quad (11)$$

$$\frac{1}{\overline{Z_2}} = \frac{1}{R_2} + j\left(C_2 . 2\omega_o - \frac{1}{L_2 . 2\omega_o}\right)$$

$$\text{soit } |Z_2| = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R_2^2} + \left(C_2 . 2\omega_0 - \frac{1}{L_2 . 2\omega_o}\right)^2}} \quad (12)$$

et

$$|\overline{A}| = \frac{1}{\sqrt{R_1^2 + \left(L_1 . 2\omega_o - \frac{1}{C_1 . 2\omega_o}\right)^2} \cdot \sqrt{\frac{1}{R_2^2} + \left(C_2 . 2\omega_o - \frac{1}{L_2 . 2\omega_o}\right)^2}} \quad (13)$$

Application numérique

$L_1C_1 = L_2C_2$, d'où $C_2 = C_1(L_1/L_2) \simeq 10^{-6}\ F = 1\ \mu F$.

Portant toutes les valeurs connues dans (13), il vient pour $|\overline{A}|$, pour le premier harmonique : $|\overline{A}| \simeq 0{,}01$.

Mais comme nous avions $|\overline{A}| = 100$ pour le fondamental, le montage atténue 100 fois plus l'harmonique 1 par rapport au fondamental que le montage précédent (40 dB de mieux), d'où son intérêt à condition de disposer d'un voltmètre précis, permettant d'exploiter cette atténuation due à une meilleure sélectivité.

c) Si C_1 passe de 25 nF à 2,8 nF, sa valeur première est divisée par 9 et donc la fréquence d'accord multipliée par $\sqrt{9} = 3$. Puisque nous avons toujours $L_1C_1 = L_2C_2$, C_2 est aussi divisé par 9 et la fréquence d'accord du circuit bouchon multipliée par 3. En conséquence, nous avons $f = 3\ f_o$ et la lecture faite au voltmètre, $V_{s\,eff} = 7{,}8$ mV nous donne l'amplitude de l'harmonique 3 sur lequel les circuits sont accordés.

Commentaires

Le problème ci-dessus envisage l'évaluation du taux de distorsion harmonique d'un signal, par exemple celui que l'on recueille en sortie d'un préamplificateur ou d'un amplificateur, le signal original est exempt d'harmoniques – à moins que ces derniers ne soient négligeables – étant appliqué à l'entrée d'un des deux circuits actifs envisagés.

Rappelons que, le plus souvent, le signal $v_e(t)$ s'accompagne d'un signal parasite supplémentaire, non explicité par l'énoncé : le bruit de fond, b(t), essentiellement généré par l'étage d'entrée du circuit actif.

On appelle taux de distorsion harmonique la traduction en % du rapport :

$$K = \sqrt{\frac{\text{Puissance transportée par les harmoniques}}{\text{Puissance totale du signal}}}$$

Ce qui, compte tenu de l'expression de $v_e(t)$, s'écrit encore :

$$K = \sqrt{\frac{V_2^2 + V_3^2 + ... + V_n^2}{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + ... + V_n^2}}$$

Lorsque la distorsion est peu importante, l'expression ci-dessus peut encore s'écrire :

$$K \simeq \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + ... + V_n^2}}{V_1}$$

Il existe bien d'autres types de distorsions, en particulier la distorsion de fréquence, la distorsion de phase et la distorsion d'intermodulation.

Ch. PANNEL

(X) PRATIQUE DE LA MESURE
L'OSCILLOSCOPE

Nous continuons ce mois les mesures de temps commencées dans le précédent article. Nous verrons également d'autres types de mesure.

4. Mesure des temps d'établissement

L'impulsion K provient d'un train de signaux de radiocommande. La photo L montre une séquence complète comportant 8 impulsions. La récurrence du train est voisine de 50 Hz. L'observation K a été faite en balayage B retardé par A (voir articles précédents) :

– D'abord, surbrillance de A par B, comme le montre la photo M, ceci afin de choisir l'impulsion à observer de près.

– Puis passage en balayage B retardé par A, donnant le gros plan de l'impulsion, en l'occurrence la photo K.

Mais nous voudrions mesurer avec plus de précision la durée des flancs de l'impulsion choisie, la photo K, bien que grossie, ne donnant qu'un résultat incertain.

– Plaçons donc la surbrillance de A par B juste sur un front descendant, par exemple. Pour cela, il faut évidemment choisir une vitesse plus rapide de B. C'était 200 µs/div. dans l'observation précédente. Ce sera 50 µs pour la photo N.

– Passons maintenant en balayage B, donnant l'oscillogramme O, magnifique gros plan du front à observer.

Mais notons que l'amplitude du signal a été quelque peu retouchée. De l'ordre de 4 divisions en photo K (sensibilité verticale de 2 V/div., en mode calibré), nous voici passés à 5 divisions exactement, à l'aide du mode décalibré, gain variable, ceci se retrouvant sur les photos L, M, N et O. De plus, nous avons amené, par la commande de cadrage vertical, les paliers haut et bas exactement sur les lignes 0 % et 100 % du graticule.

Nous sommes maintenant prêt pour la mesure de la durée du flanc descendant. Cette mesure se fait encore par convention, entre les niveaux 10 % et 90 %. D'où l'intérêt de ces repères sur le graticule !

– Amener, par le cadrage horizontal, le flanc à passer exactement par une intersection de la ligne 90 % avec une verticale (voir le repère + de la photo !).

– Repérer ensuite l'autre intersection du flanc avec la ligne 10 %. Autre + sur la photo.

– Compter les subdivisions horizontales séparant les deux repères.

Nous obtenons ici 8 subdivisions. Soit donc une durée normalisée de la descente de 8 × 50 µs = 400 µs.

Il va sans dire que cette mesure normalisée ne donne pas, dans le cas de la photo 0, la durée réelle de la descente

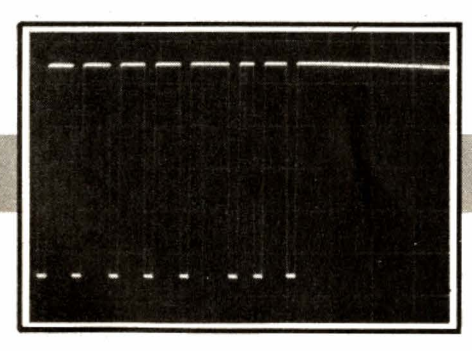


PHOTO L
Séquence complète de laquelle a été extraite l'impulsion précédente.

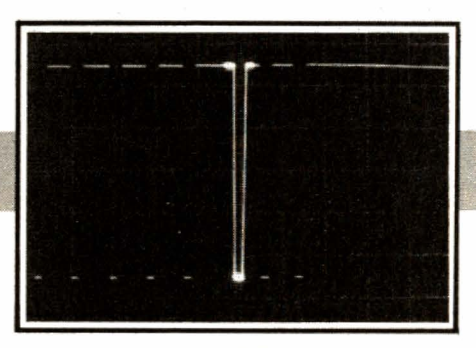


PHOTO M
Surbrillance sur la sixième impulsion de la séquence L.

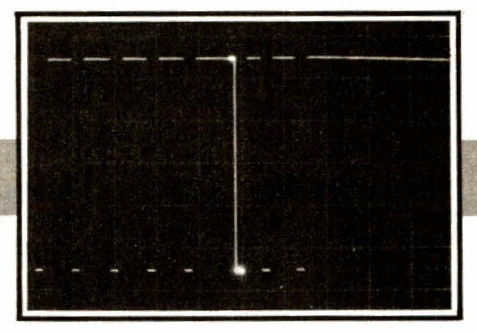


PHOTO N. – Autre surbrillance de la sixième impulsion, avec une durée de la base de temps B moins grande, pour ne mettre en évidence que le front avant.

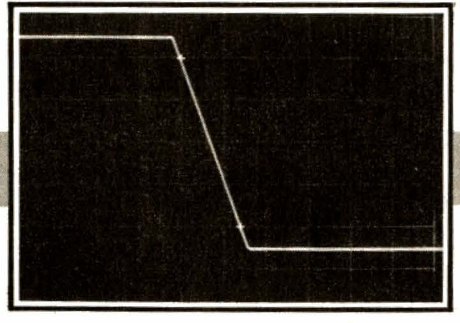


PHOTO O. – Gros plan du front avant de l'impulsion. Noter l'amplitude amenée très exactement sur les lignes 0 % et 100 %. Les + ont été surajoutés pour mettre la durée normalisée en évidence.

complète, celle-ci durant 9 subdivisions, soit 450 µs ! On peut donc se demander la raison de cette curieuse manière de faire, donnant un résultat trop court ! On va vite comprendre en observant les signaux P et Q correspondant cette fois aux flancs montants et descendants du signal rectangulaire de notre générateur de fonctions, à sa fréquence maximale (≃ 200 kHz).

Cette fois, plus de traits semblant tracés à la règle, comme en O, mais des passages progressifs du niveau haut au niveau bas. Il devient alors très difficile de situer exactement le début d'une transition et sa fin. Selon l'observateur, le résultat sera différent. Pour supprimer cette incertitude, la convention énoncée précédemment a été retenue (voir figure 1).

On appelle temps de montée ou de descente d'un signal la durée séparant le passage au niveau 10 % (ou 90 %) du passage au niveau 90 % (ou 10 %).

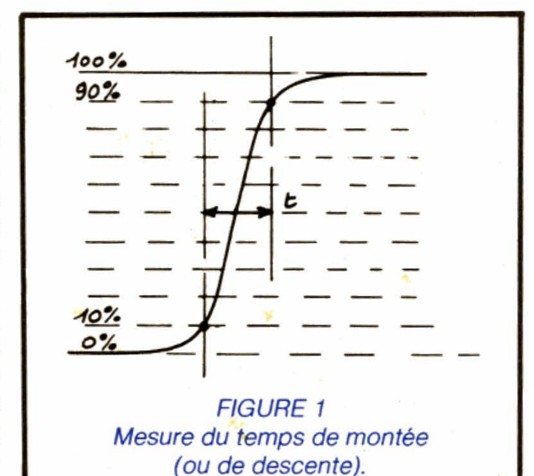


FIGURE 1
Mesure du temps de montée (ou de descente).

Donc, pour P et Q, même manipulation que pour O.

– Amener l'oscillogramme à 5 divisions d'amplitude verticale, par le jeu du vernier de gain, dont le rôle est ici essentiel.

– Cadrer le signal pour le placer exactement entre les lignes 0 % et 100 %.

– Cadrer horizontalement pour faire passer le front par une intersection 10 % (ou 90 %) avec une verticale tracée du graticule. Cela permet une lecture bien plus facile des subdivisions.

– Déterminer la largeur du front :

- Photo P : 8 subdivisions.
- Photo Q : un peu moins de 8 subdivisions.

L'observation se fait à la vitesse maximale de B, soit 0,1 µs/div. ou 100 ns/div. Une subdivision vaut 100/5 = 20 ns. La descente du signal dure donc 8 × 20 = 160 ns, tandis que la montée dure un peu moins que ce temps, à peu près 150 ns. Signalons que ces signaux sont issus d'un ampli-op de type LM 318 ! Ce n'est pas mal du tout.

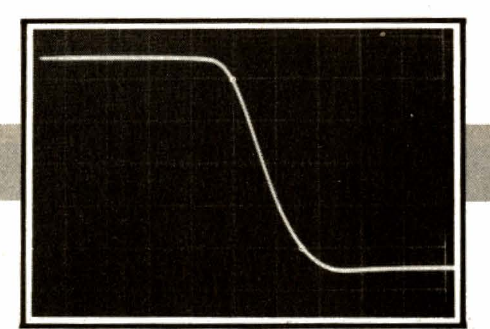


PHOTO P. – Mesure identique sur un signal dont les fronts ont des transitions arrondies. Les repères 0 donnent la durée à mesurer.

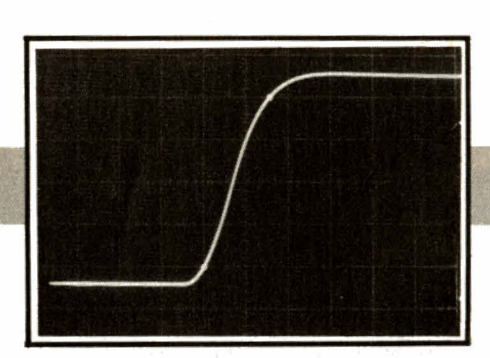


PHOTO Q. – Même mesure sur le front montant du même signal.

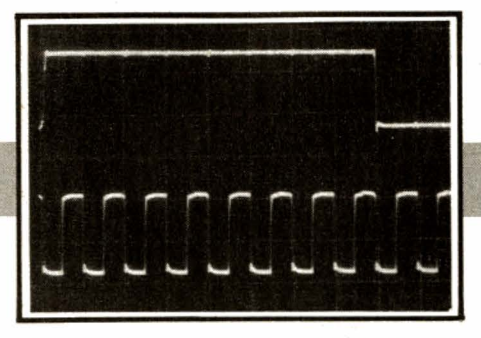


PHOTO R. – Signaux d'attaque (en bas) et de sortie (en haut) d'un diviseur logique. Remarquer le décalage léger entre les fronts sortie/entrée. Remarquer aussi l'amorce de créneau avant le déclenchement (en bas).

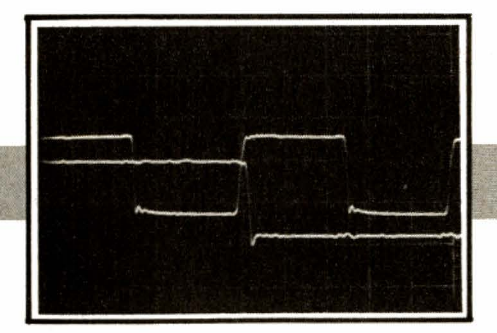


PHOTO S. – Autres signaux logiques mettant en évidence le décalage des fronts.

5. Mesure des retards

Dans les montages d'électronique numérique, non seulement les durées des signaux sont importantes, mais également leurs positions relatives dans le temps sont essentielles. Observons, par exemple, les signaux de la photo R, provenant d'un compteur divisant par 8. Le signal d'attaque (d'horloge) est en bas, celui de sortie en haut. L'horloge est à 2 MHz (balayage à 0,5 µs par div.). Nous pouvons observer que le compteur bascule sur les fronts descendants du signal d'horloge (l'entrée correspondante est notée C_1).

Une autre remarque importante : la base de temps est déclenchée par le signal 2 MHz, synchro négative. On peut constater que, effectivement, l'oscillogramme démarre sur un front descendant du 2 MHz. Mais en y regardant d'un peu plus près, vous verrez que, outre ce front négatif visible, on voit aussi un fragment du palier haut précédant ce front. Cela devrait vous sembler très bizarre : comment peut-on voir sur l'oscillogramme quelque chose qui s'est passé avant son déclenchement ? Sorcellerie ? Machine à remonter le temps ?

En bien, pas du tout ! En fait, le déclenchement du balayage se fait bien à l'instant réel du front descendant, et même un soupçon de µs plus tard, rien n'étant instantané. Sans précaution particulière, ce front devrait donc être perdu. Pour éviter cela, une ligne à retard est intercalée dans la voie verticale, entre le point où le signal est prélevé pour être envoyé vers les circuits de synchronisation et les plaques de déviation. Le retard apporté n'est pas de 900 ns, comme sur un autre Canal qui en donne moins à ceux qui ne veulent pas payer Plus, mais de l'ordre d'une centaine de nanosecondes.

Le signal ainsi retardé parvient aux plaques de déviation après le déclenchement et se trouve alors visible au point ayant provoqué le démarrage du spot (voir figure 2).

Mais revenons à nos signaux. Comparons maintenant les positions des fronts du signal de sortie avec ceux correspondants de l'entrée. Notons le léger retard des premiers sur les seconds : bien visibles à la fois pour le front montant, en début de balayage, et le front descendant, vers la fin.

La photo S donne un exemple du même genre. Le balayage B étant en 100 ns par division, le décalage des fronts peut être estimé à 20 ns. C'est peu, mais bien suffisant pour provoquer des anomalies de fonctionnement (voir notre article sur les convertisseurs A/D et D/A). Si les deux signaux de la photo S sont additionnés dans une porte Nand, il est bien certain qu'une impulsion parasite apparaîtra à l'occasion du front descendant du signal lent. Il peut s'ensuivre un fonctionnement erratique des circuits tributaires de la sortie de cette porte, s'ils sont très rapides.

Bien d'autres montages électroniques exigent des positions relatives des signaux très précises. Nous pouvons citer par exemple les registres à décalage. De tels registres sont des associations de basculeurs de type D, mis en série. Un basculeur de type D transmet sur ses sorties le niveau de son entrée DATA, sur un front actif du signal d'horloge. Si ce front actif est montant, par exemple, et si, à l'instant de la montée, l'entrée DATA est à 1, alors la sortie Q passe à 1, si elle n'y était pas

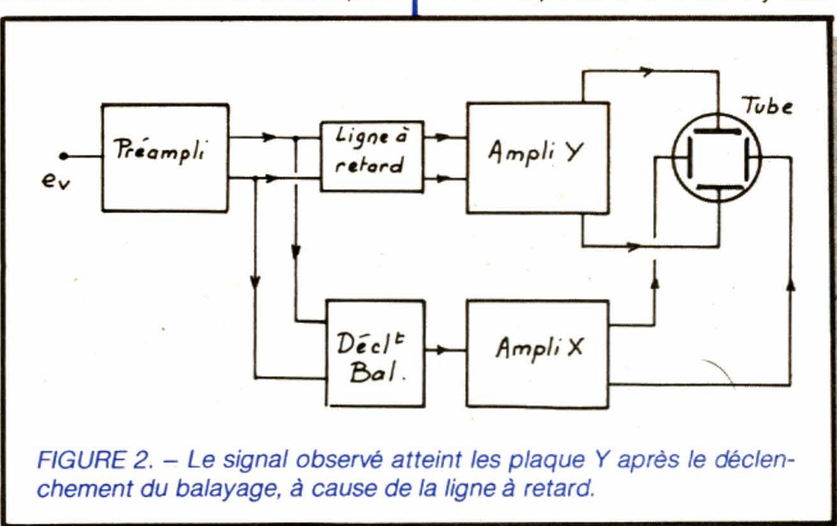


FIGURE 2. – Le signal observé atteint les plaque Y après le déclenchement du balayage, à cause de la ligne à retard.

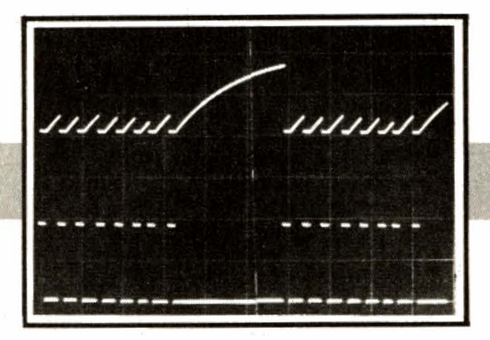


PHOTO T. – En haut, le signal DATA du décodeur RC et, en bas, le signal d'horloge.

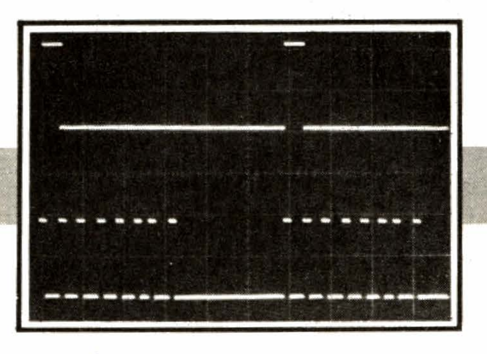


Photo U. – En haut, l'impulsion en sortie de Q_1. En bas, le même signal d'horloge.

déjà. Dans le registre, chaque sortie Q donne le niveau DATA du basculeur suivant (voir figure 4).

Si nous plaçons un 1 sur le DATA initial, ce 1 va passer sur Q_1 au premier coup d'horloge. Il apparaît donc sur le DATA du second basculeur et passe alors sur Q_2 au second coup d'horloge, sur Q_3 au troisième et ainsi de suite jusqu'à la fin du registre. Le 1 est décalé d'étage en étage à chaque front actif, d'où le nom du système.

Toutefois, pour que les choses se passent bien ainsi, il est indispensable que le 1 du DATA d'entrée soit bien présent au moment du premier front, et même un soupçon de temps en plus, par mesure de prudence. Il y a donc une question délicate de calage entre le temps des signaux essentiels du registre. Si ce registre présente des anomalies de fonctionnement, si par exemple rien n'apparaît sur les sorties malgré la présence effective de signaux semblant corrects sur DATA et CLOCK, alors pas d'hésitation : il faut tout simplement observer les positions relatives dans le temps !

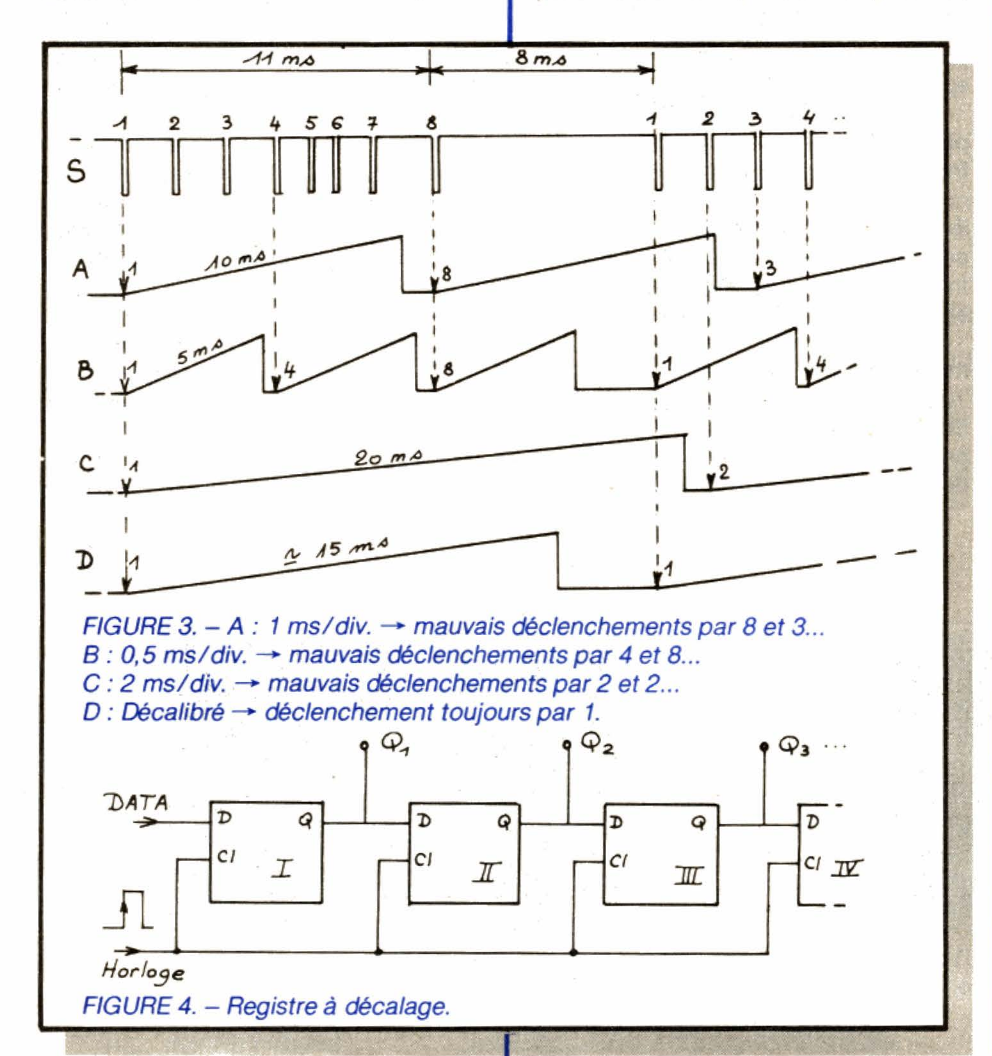


FIGURE 3. – A : 1 ms/div. → mauvais déclenchements par 8 et 3...
B : 0,5 ms/div. → mauvais déclenchements par 4 et 8...
C : 2 ms/div. → mauvais déclenchements par 2 et 2...
D : Décalibré → déclenchement toujours par 1.

FIGURE 4. – Registre à décalage.

Pour illustrer ce propos, nous avons utilisé un montage que nous connaissons bien, et pour cause : un décodeur de RC proportionnelle ! Justement, ce décodeur n'est rien d'autre qu'un registre à décalage. La photo T montre le signal d'horloge bien rectangulaire et le signal DATA, quelque peu curieux au royaume de la logique. En fait, ce signal est une intégration du précédent, nécessaire pour distinguer les distances entre impulsions. Si les fronts montants actifs sont très rapprochés, la tension DATA n'a pas le temps de monter au-dessus du seuil de transition 0/1, et elle vaut 0. Rien ne passe en sortie du registre. En revanche, s'il s'écoule entre deux fronts consécutifs un temps suffisant, cette tension « crève » le seuil de transition et vaut 1, ce qui, au coup d'horloge suivant, donne un 1 en sortie. C'est justement ce que nous montre la photo U du même signal d'horloge et de la sortie Q_1 du registre. La tension DATA retombant immédiatement à 0, après le front responsable, c'est une impulsion rectangulaire qui est ici visible.

Bien sûr, nous pourrions multiplier les exemples et parler longuement

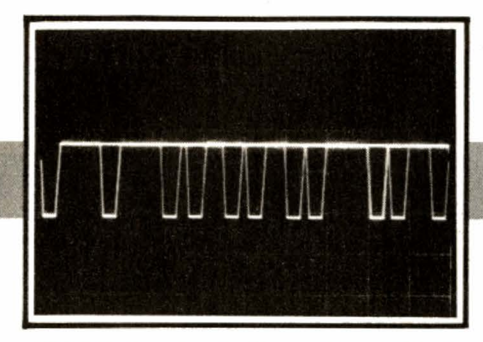


PHOTO V. – Train d'impulsions RC observé en vitesse calibrée de 1 ms/div.

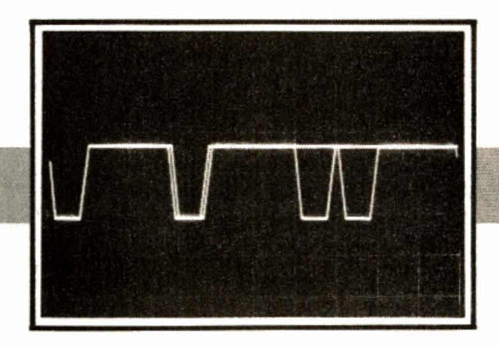


PHOTO W. – Même train en vitesse calibrée de 0,5 ms/div. Toujours un affreux mélange !

d'autres circuits exigeant les mêmes calages respectifs dans le temps pour fonctionner correctement. Par exemple, les circuits mémoires pour lesquels les constructeurs donnent toujours les chronogrammes de fonctionnement, mot qui indique bien l'importance de ces notions.

L'oscilloscope à double trace s'avère pour tous ces montages un auxiliaire absolument indispensable.

VIII. Autres mesures

1. Décalibrage du balayage

Nous avons eu l'occasion d'étudier plusieurs cas pour lesquels le décalibrage du gain vertical a été fort utile (superposition des signaux des deux voies, réglage d'amplitude entre 0 % et 100 %...). Mais pourquoi décalibrer la vitesse du balayage, lui faisant ainsi perdre sa précision ?

En mode calibré, le passage d'une vitesse à sa voisine suit la progression 1, 2, 5, nous l'avons vu. Ce passage brutal d'une valeur à l'autre peut être excessif. Nous allons montrer deux exemples.

Reprenons notre train d'impulsions type RC et admettons un instant qu'il présente les durées illustrées en figure 3. Essayons d'observer ce signal à l'oscilloscope pour mesurer avec précision les intervalles entre impulsions.

Essayons en vitesse 1 ms/div., ce qui fait durer le balayage 10 ms. Le premier de ces balayages, supposé déclenché par la première impulsion du train, nous montre les sept premières impulsions (voir la figure 3). Mais le second balayage est déclenché par la huitième impulsion et donne, par conséquent, une image différente de la première, et ainsi de suite. Le résultat visuel est très fâcheux et difficilement interprétable (voir photo V).

Essayons maintenant en vitesse 0,5 ms/div., réduisant la durée de balayage à 5 ms. Le résultat est pire encore (voir figure 3 et photo W).

Essayons enfin en vitesse 2 ms/div., soit avec balayage de 20 ms. C'est la panique totale ! (voir photo X) !

Faut-il donc déclarer forfait ? Certes non ! Revenons en vitesse 1 ms/div. Décalibrons en passant en mode VARIABLE pour allonger la durée du balayage juste assez pour qu'il excède un peu la durée des huit impulsions.

C'est le miracle (voir la photo L prise dans ces conditions) ! La stabilité est revenue. Oui... mais ! Et nos mesures de durées ? Comment les faire, puisque le balayage est décalibré ? C'est effectivement vrai pour le balayage A qui nous sert en ce moment, mais pas pour le balayage B. Alors, passons en surbrillance de A par B, en plaçant ce dernier sur 0,5 ms/div., par exemple (voir photo Y). Ceci afin de savoir ce que nous verrons ensuite. Passons en mode B retardé par A. Puisque nous

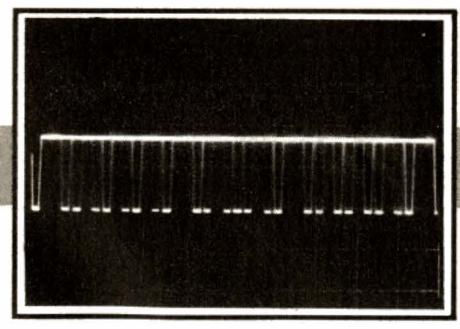


PHOTO X. – A la vitesse de 2 ms/div., on ne peut pas dire que c'est mieux !

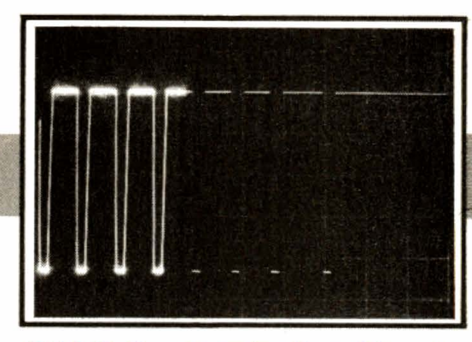


PHOTO Y. – Le train d'impulsions devient correct en vitesse décalibrée. Pour des mesures précises, surbrillons les impulsions à observer.

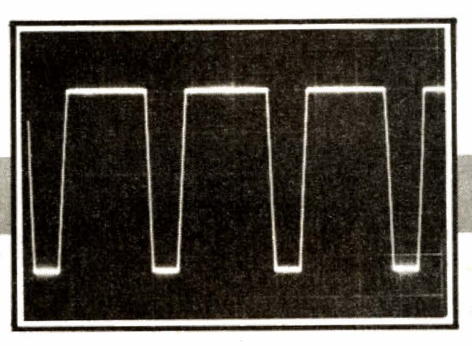


PHOTO Z. – Les impulsions surbrillées sont maintenant bien stables en mode « B retardé par A ». B étant calibré, les mesures précises sont possibles.

avons surbrillé les quatre premières impulsions, ce sont elles que nous voyons maintenant en photo Z. Il reste à faire les mesures de temps envisagées, car B est bien en mode calibré.

Sans l'intermédiaire du décalibrage de A, nous ne serions pas parvenus à nos fins. Maintenant, il suffit de jouer sur le réglage de RETARD de B pour observer tout à loisir le train complet d'impulsions, par tranches de quatre.

Un deuxième exemple d'oscillogramme très difficile à synchroniser : celui de la photo AA, correspondant aux salves 10/10 de notre générateur de fonctions. La photo AB montre ce que l'on obtient souvent en mode calibré, puis le résultat en décalibrant la voie X. L'explication est évidemment la même que ci-dessus. Pour un examen correct, il faut que la durée du balayage soit un peu supérieure à celle d'une salve, de manière que ce soit toujours la première sinusoïde qui assure le déclenchement.

Une très grosse difficulté du dépannage des ordinateurs est justement le fait qu'ils véhiculent constamment des signaux à caractère évolutif. Un peu comme notre signal RC, mais pire encore puisque la répartition des impulsions n'est pratiquement jamais la même dans le déroulement d'une séquence programmée. Il est alors impossible de synchroniser quoi que ce soit, et on n'observe que des images à instabilité totale, à l'exclusion des signaux élémentaires d'horloge, par exemple, bien sûr ! On doit donc souvent se contenter de savoir s'il y a signal en tel point ou pas. C'est déjà un renseignement pouvant indiquer que telle porte ou tel buffer de bus sont actifs... ou claqués. On peut aussi voir si les amplitudes sont aux normes TTL. Mais on ne va pas aller au-delà. Pour travailler dans ces monstres, il faut un analyseur logique dont le principe est assez simple : la ligne sous test, ou plus souvent les huit ou seize lignes sous test (cas des bus d'adresses, de données ou de commandes) sont reliées aux entrées du bloc « mémoire » de l'analyseur. On met alors en mémoire dans l'appareil les états des lignes pendant un temps T correspondant à une phase de fonctionnement. Puis les entrées d'un oscilloscope interne, à 8 ou même à 16 voies (on est loin du double trace), sont reliées aux sorties du bloc mémoire. Il suffit maintenant de relire « tranquillement » le contenu de cette mémoire, en bloc ou tranche par tranche, vite ou lentement. On peut alors voir ce qui se passe sur chaque ligne et comprendre les raisons d'une anomalie éventuelle.

L'analyseur logique pourrait faire l'objet d'une belle réalisation.
Qu'en pensez-vous ?

F. THOBOIS

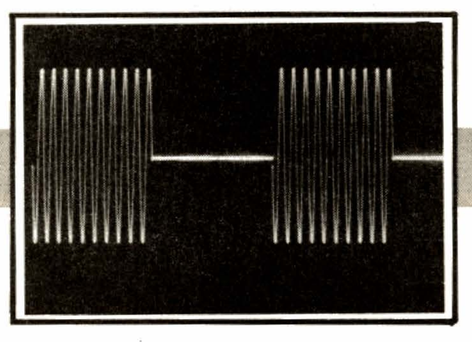


PHOTO AA. – Voici un train de signaux BF, type Tone-Burst, très difficile à observer en vitesse calibrée.

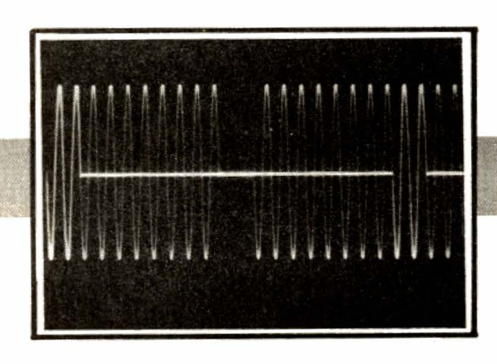


PHOTO AB. – Et voilà justement ce que le mode calibré montre souvent !

REALISEZ VOTRE ORDINATEUR PERSONNEL

Après avoir vu, dans notre numéro de février, les principes généraux de tout micro-ordinateur, et après nous être consacrés à la préparation du boîtier dans notre numéro de mars, nous abordons aujourd'hui des travaux plus « électroniques » avec l'étude et la réalisation de l'alimentation de l'appareil. Ce sous-ensemble, bien que ne faisant pas partie des éléments nobles d'un micro-ordinateur, est cependant indispensable, ne serait-ce que pour pouvoir essayer notre ordinateur le plus tôt possible. D'autre part, de son sérieux dépend la sûreté de fonctionnement de l'appareil – nous verrons pourquoi dans un instant.

Définition des besoins

Tout micro-ordinateur qui se respecte (hormis les kits de développement n'utilisant que très peu de circuits) nécessite trois tensions d'alimentation qui, repérées par rapport à une masse commune, sont : du + 5 V, du + 12 V et du – 12 V.

Le + 5 V est utilisé pour alimenter tous les circuits logiques de l'appareil qui sont soit en technologie TTL, ce qui impose alors une alimentation sous cette tension, soit en technologie MOS ou C.MOS mais avec compatibilité TTL, ce qui conduit aussi à utiliser la même tension. Les contraintes à respecter sont assez serrées puisqu'il faut que ce « 5 V » soit compris entre 4,75 V et 5,25 V dans tous les cas. Hors de cette plage,le fonctionnement des circuits n'est plus garanti.

De plus, il ne faut en aucun cas que cette tension puisse dépasser 7 V ne serait-ce que pendant quelques microsecondes car ce serait alors la mort instantanée de tout ou partie des circuits qu'elle alimente. Enfin, et c'est également un point important, la demande de courant sur cette alimentation est assez importante et atteint plusieurs ampères. Il y a plusieurs raisons à cela : la première est que les circuits utilisés, qu'ils soient en technologie TTL ou MOS, sont rapides et, donc, consomment du courant, la deuxième est que nous cherchons tout de même à alimenter un micro-ordinateur complet, c'est-à-dire un nombre de fonctions très important. Pour des raisons de sécurité, sur lesquelles nous allons revenir dans un moment, nous avons assez fortement majoré la demande en courant sur cette alimentation et nous avons décidé qu'elle devrait pouvoir fournir 5 A en permanence.

La deuxième tension par ordre d'importance est le + 12 V, qui sert à alimenter un certain nombre de circuits d'interface particuliers, et aussi – et surtout – les lecteurs de disques souples. En effet, comme nous aurons l'occasion de le constater lors de leur présentation, les lecteurs de disquettes dialoguent avec le micro-ordinateur au moyen de signaux logiques aux normes TTL et comportent donc tous une électronique alimentée en + 5 V, mais les parties mécaniques de ces lecteurs (moteur d'entraînement de la tête et de la disquette en particulier) utilisent du + 12 V.

La consommation à prévoir pour que le montage puisse accepter tous les lecteurs de disquettes du marché actuel est de 1 A permanent par lecteur. De plus, pour certains lecteurs, il faut prévoir une pointe de courant lors du démarrage du moteur d'entraînement de la disquette. Comme nous voulons que notre ordinateur puisse alimenter au moins deux lecteurs de disquettes, l'alimentation + 12 V devra pouvoir débiter 3 A en permanence. Si certains d'entre vous souhaitent ajouter des lecteurs supplémentaires (on peut aller jusqu'à quatre en tout), qu'ils se rassurent : par simple changement de trois composants, il est possible de monter le courant débité jusqu'à 5 A.

La dernière tension enfin, par ordre d'importance toujours, est le – 12 V. Elle n'est utilisée que pour un type d'interface particulier (pour ceux qui savent, c'est pour les liaisons aux normes RS 232) et pour certains « vieux » circuits intégrés MOS. La consommation sur cette alimentation est très faible puisqu'elle se chiffre en mA. Nous avons décidé que 100 mA serait une valeur largement suffisante dans tous les cas mais, si vous désiriez faire débiter plus (pour alimenter une interface qui vous serait propre par exemple), sachez que l'ajout d'un simple radiateur porterait ce courant à 1 A.

La solution retenue :

Compte tenu des composants actuellement disponibles sur le marché, il existe trois méthodes pour répondre à nos besoins : l'utilisation de régulateurs intégrés ou, plus exactement, de régulateurs hybrides compte tenu des courants à débiter ; l'utilisation de régulateurs à découpage ; la réalisation d'une alimentation plus classique faisant appel à des transistors de puissance. Nous avons opté pour cette dernière solution, malgré son aspect « vieillot », pour les raisons suivantes :

– Les régulateurs hybrides (tels par exemple le 78P05 que nous avions utilisé dans notre précédent micro-ordinateur) ont vu leur prix atteindre des sommets ces derniers mois, ce qui ne les rend plus du tout compétitifs vis-à-vis des autres solutions utilisables. De plus, leur disponibilité est plus qu'hypothétique chez de nombreux revendeurs qui pourtant les annoncent sur leurs catalogues !

– Les régulateurs à découpage, s'ils présentent l'avantage d'avoir un excellent rendement et, donc, de dissiper très peu de calories inutiles, ont un inconvénient majeur : il faut mettre en œuvre des bobinages dont l'approvisionnement, que ce soit sous forme de bobinages tout prêts ou à faire soi-même, est quasiment impossible, du moins en province. Exit donc pour les régulateurs à découpage.

– Une alimentation classique à régulateur et transistor de puissance dissipe des calories (comme le régulateur hybride), mais est d'un prix de revient très bas. De plus, les composants utilisés sont très faciles à trouver, même en province.

Compte tenu des contraintes exposées au paragraphe précédent et de nos choix, l'alimentation de notre ordinateur respecte le synoptique de la figure 1 que nous allons maintenant commenter.

FIGURE 1 – Synoptique de l'alimentation.

Ainsi que nous vous l'avons expliqué, nous utilisons deux transformateurs afin de ne pas avoir besoin d'en faire bobiner un spécialement pour notre appareil, ce qui augmenterait les coûts et compliquerait les approvisionnements. Le transformateur du haut alimente un régulateur classique capable de délivrer 5 V sous 5 A. Ce régulateur est protégé contre les courts-circuits par un circuit de limitation électronique et un disjoncteur sur lequel nous allons revenir.

De la même façon, mais en utilisant un des enroulements de l'autre transformateur, on produit du + 12 V sous 3 A. Ici aussi une protection électronique contre les courts-circuits existe conjointement au disjoncteur.

Enfin, dans la partie basse de la figure 1 se trouve l'alimentation – 12 V qui, compte tenu du faible effort qu'elle a à fournir, fait appel à un « vulgaire » régulateur intégré trois pattes bien connu. Ce régulateur dispose en interne d'une protection contre les courts-circuits et les échauffements excessifs. Aucun disjoncteur n'est prévu à ce niveau.

Une telle alimentation serait suffisante pour notre réalisation, comme c'est le cas d'ailleurs dans de nombreux micro-ordinateurs du commerce. Au détriment d'un léger supplément de prix, il est cependant possible d'ajouter deux protections intéressantes que vous êtes libres de monter ou non, la conception du circuit imprimé étant prévue pour les alimentations « avec » et « sans ». Ces protections sont figurées sur notre synoptique en sorties des alimentations + 5 V et + 12 V et sont des circuits anti-surtension. Tant que l'alimentation délivre une tension qui ne dépasse pas un seuil pré-réglé, le circuit est totalement passif ; par contre, dès le dépassement de ce seuil et en quelques micro-secondes, la sortie de l'alimentation se trouve court-circuitée, protégeant ainsi les composants alimentés.

C'est la présence de ce circuit qui implique l'existence du disjoncteur avant les circuits de régulation. En effet, ces circuits sont prévus pour supporter les courts-circuits grâce à une limitation électronique mais, dans ce cas, les transistors de puissance s'échauffent énormément et atteignent assez vite (quelques minutes) une température critique. Si votre ordinateur n'est pas équipé du circuit anti-surtension, les disjoncteurs ne sont pas nécessaires car la situation ci-avant ne se produira qu'exceptionnellement et vous aurez largement le temps de réagir (plusieurs minutes, répétons-le) pour éteindre l'appareil.

En revanche, si votre appareil est équipé du circuit anti-surtension, les risques de destruction de l'alimentation sont plus importants. En effet, ce circuit peut être déclenché par des surtensions très brèves, mais de très grande amplitude, véhiculées par le réseau EDF et qui passent « au travers » des transformateurs et régulateurs par effet capacitif. Si cela arrive alors que vous êtes allé boire un café (ou fumer une cigarette selon les goûts), vous retrouverez un tas de charbon lorsque vous reviendrez, tandis qu'avec le disjoncteur, celui-ci aura tout simplement sauté bien avant que les transistors de puissance ne soient devenus trop chauds. Cette dernière situation (surtensions violentes dues au réseau) est cependant fort rare et ne se manifeste

pas en tous lieux. La connexion sur la même ligne que celle de l'ordinateur de machines fortement inductives. c'est-à-dire contenant de gros moteurs (machines industrielles, machines à laver, réfrigérateurs), ou l'utilisation de l'ordinateur par temps d'orage favorisent évidemment ces situations.

Quoi qu'il en soit, nous précisons bien que les circuits anti-surtensions sont facultatifs et peuvent être ajoutés dans le montage à tout instant.

Le schéma

La figure 2 vous présente le schéma complet de l'alimentation, schéma sur lequel on retrouve très bien les divers éléments du synoptique de la figure 1.

Après un interrupteur marche/arrêt double, isolant donc totalement l'ordinateur du secteur en position d'arrêt (ce qui évite pas mal de « châtaignes » aux bricoleurs qui travaillent dans leur appareil sans le débrancher du secteur), nous retrouvons les deux transformateurs déjà évoqués sur le primaire desquels est montée une VDR. Ce composant, qui existe sous plusieurs marques et noms (GeMov chez General Electric, SIOV chez Siemens, etc.), est un limiteur de surtensions. Tant que le réseau EDF reste en-dessous de 240 V (pour le modèle choisi) rien ne se passe, mais dès qu'il y a dépassement de cette tension, le VDR devient vio-

FIGURE 2. – Schéma de l'alimentation.

lemment conducteur et écrête donc la surtension. Notre expérience en la matière nous permet de vous dire que ce composant n'est pas efficace à 100 %, mais il assure tout de même une bonne protection pour pas cher (8,00 F environ).

Derrière le transformateur 9 V, un redressement par pont de diodes classique délivre une tension d'une douzaine de volts (à vide) qui est appliquée au chimique de filtrage. Précisons tout de suite que, du fait de l'existence sur la majorité des transformateurs toriques de deux enroulements secondaires, il est possible de remplacer le pont de diodes par deux diodes en utilisant le schéma de la figure 3. Le circuit imprimé peut s'en accommoder.

Le chimique de filtrage de cette tension doit être aussi gros que possible (en capacité) et aussi petit que possible (en taille), ce qui est évidemment incompatible et nécessite un compromis. En ce qui nous concerne, nous avons retenu un modèle de 33 000 µF 16 V de chez Sic Safco type CO 18 dont la taille convient juste pour la disposition des éléments vue le mois dernier. En fait, ce condensateur doit avoir une tension de service de 15 ou 16 V (ou plus, mais c'est inutile, plus cher et plus gros !) et une capacité de 10 000 µF minimum. Plus la capacité sera forte, plus votre ordinateur sera insensible aux micro-coupures secteur. A titre anecdotique, sachez qu'avec 33 000 µF, l'éclairage de notre pièce de travail a le temps de devenir orangé pendant une ou deux secondes avant que l'appareil ne se « plante ».

Ce chimique est suivi du disjoncteur, qui sera remplacé par un court-circuit si vous ne montez pas la circuiterie anti-surtension, puis par un régulateur conventionnel utilisant un circuit intégré type 723. Nous n'allons pas revenir sur le principe de ce circuit très largement diffusé ; sachez seulement, si vous ne le connaissez pas encore, que c'est un régulateur intégré ajustable de 3 à 37 V (et au-delà avec des composants externes), pouvant fournir 150 mA et disposant d'une protection contre les courts-circuits. Comme tous les régulateurs de ce type, il fonctionne par comparaison de la tension de sortie avec une tension de référence interne et se sert du résultat pour piloter un transistor de puissance externe.

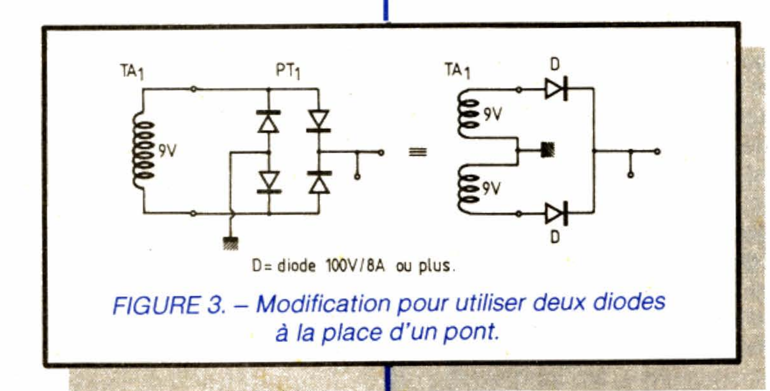


FIGURE 3. – Modification pour utiliser deux diodes à la place d'un pont.

La tension de référence interne disponible sur la patte Vref est divisée par un pont potentiométrique avant d'être appliquée sur l'entrée non inverseuse de l'ampli d'erreur, tandis que son entrée inverseuse reçoit directement la tension de sortie. Les pattes CL et CS servent à la limitation de courant, qui entre en action lorsque la tension à leurs bornes atteint 0,6 V. Une résistance de 0,11 Ω (deux 0,22 Ω en parallèle) y étant connectée, le courant de court-circuit est donc de 5,5 A.

Plutôt que d'utiliser deux transistors de puissance en montage darlington en sortie du régulateur, nous avons choisi un modèle intégré très peu coûteux (MJ 3001 de Motorola ou équivalents).

Ce régulateur est suivi par le circuit de protection contre les surtensions qui fait appel à un circuit intégré spécialisé : le MC 3423 de Motorola. Ce dernier compare en permanence la tension appliquée sur sa patte VS1 à une référence interne fixe et, dès que celle-ci est dépassée, il fait passer sa sortie S au niveau de sa tension d'alimentation. Cela amorce donc le thyristor qui suit, qui court-circuite l'alimentation en quelques microsecondes. Le condensateur de 10 nF placé entre les pattes VS2-CS et la masse permet de ralentir un peu le 3423 et de ne lui permettre de répondre qu'à des surtensions de durée suffisamment importantes pour être dangereuses. Deux LED sont placées en sortie de cette alimentation 5 V ; l'une est le témoin de mise sous tension en face avant, l'autre est montée sur le circuit imprimé et permet un contrôle

REPERE	QUANTITE	TYPES ET EQUIVALENTS
TA_1	1	Transfo 220 V - 9 V 5 A ou plus - modèle torique
TA_2	1	Transfo 220 V - 2 × 15 V 3 A ou plus - modèle torique
PT_1	1	Pont moulé - 50 V 8 A ou plus
PT_2	1	Pont moulé - 100 V 3 A ou plus
VDR	1	VDR, GEMOV, etc. 240 V (voir texte)
IC_1, IC_4	2	LM723CN, MC1723CP,..., 723 en boîtier DIL
IC_3	1	µA7912, MC7912,..., régulateur - 12 V 1 A TO 220
IC_2, IC_5	2	MC3423
T_1, T_2	2	MJ3001 ou équivalent
TH_1	1	C116D ou thyristor 100 V mini, 8 A mini (voir texte)
TH_2	1	C106D ou thyristor 100 V mini, 4 A mini (voir texte)
–	11	Résistances 1/2 W 5 % : 1× 33 Ω, 2 × 1 kΩ, 2 × 1,5 kΩ, 2 × 2,2 kΩ, 2 × 6,8 kΩ, 2 × 220 Ω
–	3	Résistances bobinées 4 W : 3 × 0,22 Ω
–	7	Condensateurs chimiques : 1 × 10 000 à 47 000 µF 15 V, 2 × 2 200 µF 25 V, 1 × 1 000 µF 25 V, 3 × 10 µF 25 V
–	6	Condensateurs céramique ou polyester ou mylar : 2 × 680 pF, 2 × 10 nF, 1 × 0,22 µF, 1 × 0,33 µF
–	3	Condensateurs céramique multicouches de 22 nF
LED	4	LED 5 mm quelconques
–	4	Supports de CI : 2 × 14 pattes, 2 × 8 pattes
Disjoncteur	2	Disjoncteurs thermiques ou électromagnétiques de petite taille : 1 × 3 A, 1 × 5 A

FIGURE 4. – Nomenclature des composants.

rapide de l'alimentation en cas de panne de l'ordinateur, le + 12 et le – 12 V étant équipés de façon identique.

L'alimentation + 12 V est analogue à la + 5 V. Le disjoncteur est remplacé par un 3 A et le chimique de filtrage n'est qu'un 4 700 µF. Le montage des résistances autour du 723 change un peu compte tenu de la différence de tension et la résistance de « court-circuit » est réduite à 0,22 Ω , ce qui donne un courant limite de 2,7 A. Ce courant étant insuffisant pour faire sauter le disjoncteur, nous abaisserons cette valeur par mise en parallèle d'autres résistances lors de la mise en service de l'alimentation jusqu'à atteindre une valeur adéquate.

Le circuit de protection contre les surtensions est analogue à celui vu pour le + 5 V, mais ici une résistance doit être insérée dans la commande de gachette du thyristor afin de limiter le courant fourni par le 3423.

L'alimentation – 12 V est, quant à elle, beaucoup plus simple puisque réduite à un simple régulateur intégré 3 pattes de la série 7912 classique.

La réalisation

La première étape consiste à approvisionner les composants nécessaires dont la liste vous est donnée en figure 4 ; liste qui appelle les remarques suivantes. La VDR sera de n'importe quel type supportant 240 V alternatifs ; si vous n'en trouvez pas, ne vous inquiétez pas, sa présence n'est pas vraiment indispensable. Pour ce qui est du chimique de filtrage du + 5 V, son diamètre ne doit en aucun cas dépasser les 52 mm si vous adoptez notre boîtier. Les disjoncteurs sont des modèles thermiques à monter sur panneau. Les nôtres sont de la marque Potter et Brumfield, référence W28XQ1A–3 pour le 3 A, et – 5 pour le 5 A. Dans un premier temps et en cas de difficultés d'approvisionnement, ils peuvent être remplacés par un court-circuit. Les ponts et (ou) les diodes de redressement peuvent être de marque quelconque pourvu qu'ils respectent les caractéristiques indiquées. Regardez tout de même la figure 6 pour avoir une idée de la taille maximum à donner à ces composants.

Les supports 14 pattes pour les 723 sont facultatifs si vous savez bien souder, mais ils sont impératifs pour les 3423 qu'il sera peut-être nécessaire d'ôter pendant les essais. Les thyristors enfin peuvent être choisis dans les références indiquées ou dans des types équivalents ; comme pour les ponts, il suffit qu'ils respectent les valeurs limites indiquées.

La majorité des composants tient sur un circuit imprimé simple face dont le tracé à l'échelle 1 vous est donné figure 5. Vous pouvez réaliser ce circuit

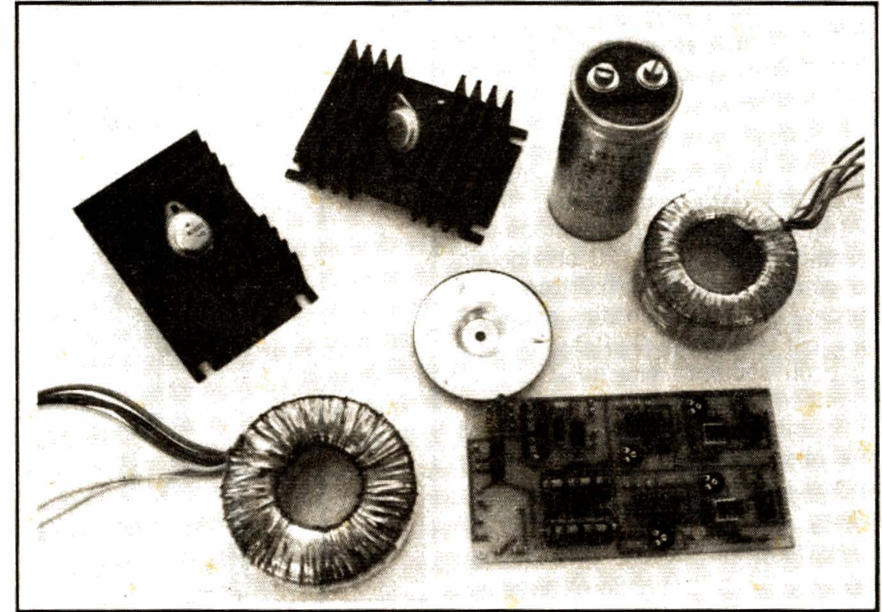
FIGURE 5. – Circuit imprimé de l'alimentation, vu côté cuivre, échelle 1.

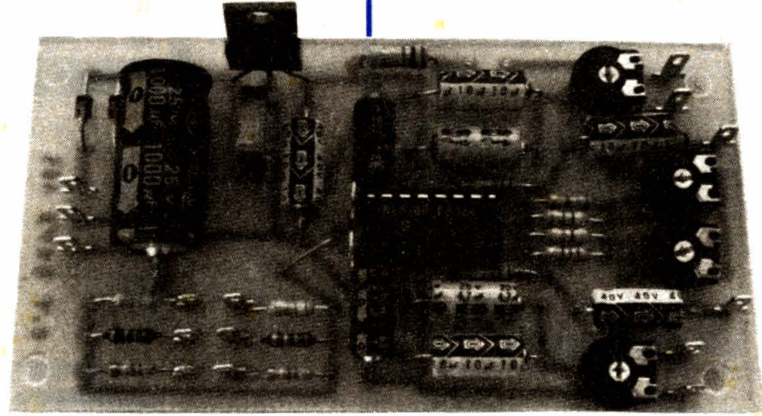
vous-même ou l'obtenir prêt à l'emploi chez Facim. Si vous le réalisez vous-même, vous ne devez en aucun cas diminuer la largeur des pistes ; de plus, celles-ci seront impérativement étamées avec de la soudure (et non avec de l'étain chimique), compte tenu du courant les traversant.

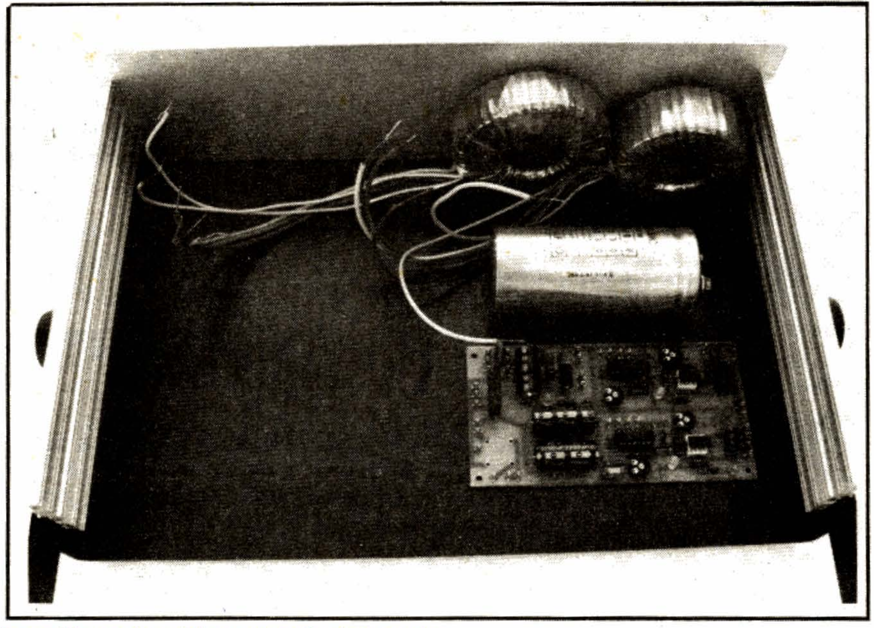
Le montage des composants sur le circuit imprimé ne pose pas de problème particulier en suivant le plan d'implantation de la figure 6. Remarquez que plusieurs tailles ont été prévues pour les potentiomètres ajustables, compte tenu des modèles très divers proposés sur le marché. A l'exception du chimique du + 5 V, des disjoncteurs et des transistors de puissance, tous les composants prennent place sur le CI. Le montage est à faire dans l'ordre classique : supports, résistances, condensateurs, puis composants actifs en dernier. Le pont du 5 V devra peut-être être équipé de fils rigides pour pouvoir être monté, car les ponts de cet ampérage ont très souvent des sorties par grosses pattes courtes. Les LED témoins seront enfoncées de façon à ne garder qu'un demi-centimètre de longueur de pattes environ et il en sera de même pour le régulateur du – 12 V et pour les deux thyristors. Ces trois derniers composants n'ont pas besoin de radiateur.

Pour simplifier le câblage ultérieur et la mise en place dans l'appareil, nous vous recommandons vivement d'équiper tous les plots de connexion avec des cosses « poignards » sur lesquelles il sera ensuite facile de souder les fils de liaison ou, mieux, de glisser des cosses femelles. Ce genre de cosse se vend un peu partout par sachet de 100 pièces à un prix dérisoire. Arrivé à ce stade du travail, une vérification très soignée du montage sera entreprise et les curseurs des deux potentiomètres de 2,2 kΩ seront positionnés côté patte VS1 des 3423. Les deux autres ajustables de 4,7 kΩ seront placés à mi-course.

Ce circuit imprimé sera alors mis de côté pour l'instant, car un essai sur table n'est pas utile ; en effet, notre prochaine étape va être son montage dans le boîtier et le câblage des éléments externes, ce qui permettra alors d'en faire l'essai dans les meilleures conditions.


L'alimentation « en kit ».


Le circuit imprimé de l'alimentation équipé de tous ses composants.


Un petit essai rapide pour voir si ça rentre.

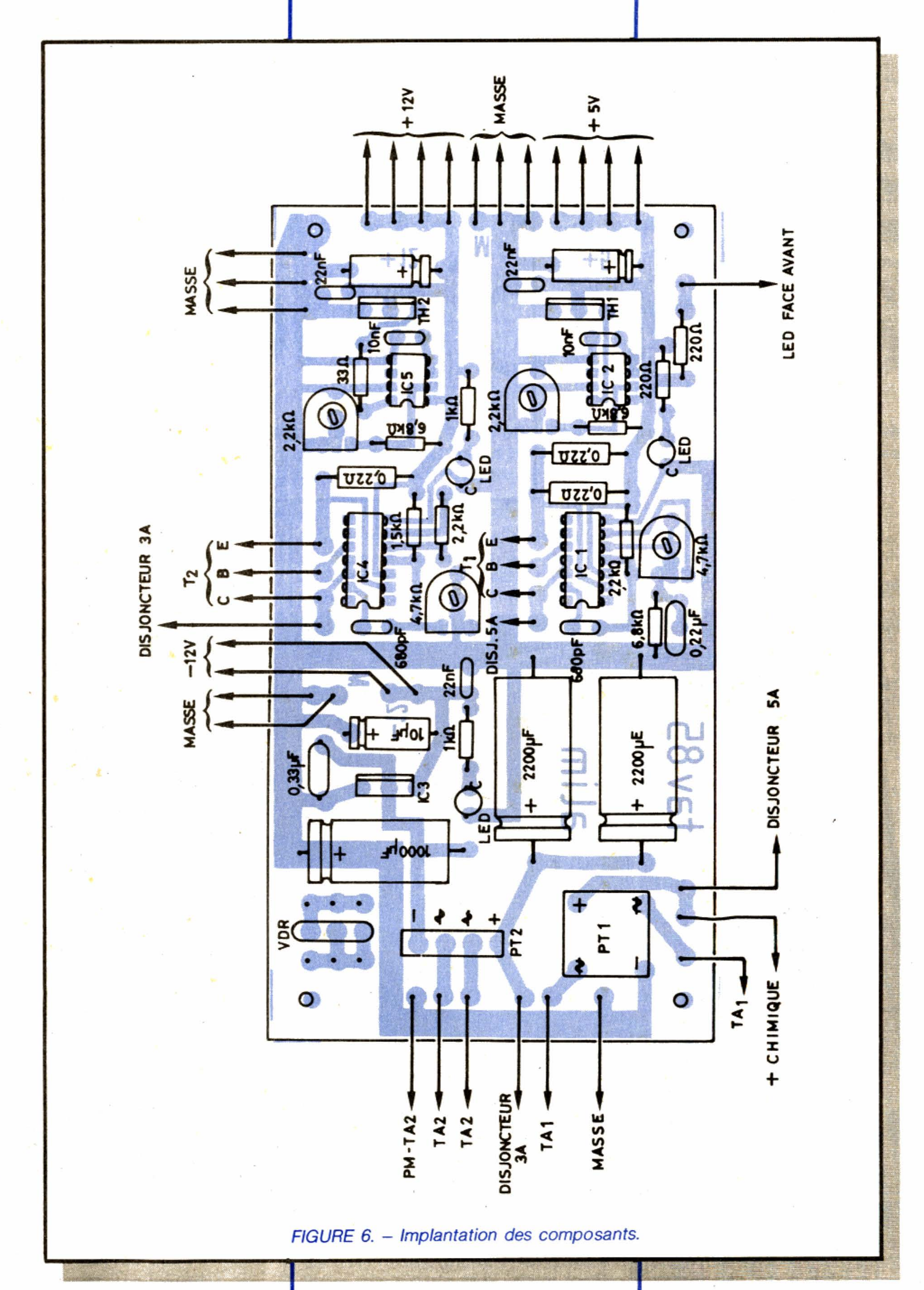


FIGURE 6. – Implantation des composants.

Conclusion

Nous en resterons là pour aujourd'hui et vous proposerons donc cette mise en boîtier le mois prochain, conjointement à la présentation et à la réalisation du circuit imprimé du mini-bus du système.

C. TAVERNIER

FIGURE 7.
Brochage des semi-conducteurs utilisés.

Disposition réelle
▼ *de l'alimentation dans le boîtier.*

A/D D/A A/N N/A

CONVERTISSEURS EN TOUS GENRES !

L'amateur d'électronique est, à tout instant, confronté au dilemme dramatique « Analogique-Numérique », et pour certains, les idées ne sont pas très claires ! Cet article a pour but une étude des procédés de conversion d'un mode d'évaluation dans l'autre mode.

Précisons d'abord le vocabulaire :

– **L'analogique** est le domaine des grandeurs à variation continue, pouvant prendre toute valeur entre deux valeurs extrêmes quelconques. Toutes ces valeurs peuvent être aussi bien positives que négatives.

Les phénomènes naturels sont de caractère essentiellement analogique : la température, la pression atmosphérique, le temps qui passe sont analogiques. Pour en revenir à ce qui nous intéresse, l'électricité, ses principaux paramètres sont analogiques : l'intensité du courant, l'induction... sont analogiques !

Aussi, tout... naturellement, l'électricité a permis la traduction des grandeurs analogiques en signaux exploitables. On commença par la téléphonie : le *son*... analogique, détermina une tension analogique proportionnelle ! Puis, plus tard, on continua avec la télévision : la *lumière* est analogique, l'image télévisée l'est aussi !

On peut ainsi supposer que tout ce qui se fit en électricité ou électronique, des années 1900 à 1960, fut... analogique !

Notons d'ailleurs que l'analogique se « mesure » ! C'est-à-dire que l'on associe à tel ou tel niveau analogique, un certain *nombre*. On mesure l'intensité, la tension, la température, la pression, mais jamais parfaitement. On parle d'approximation, d'erreur, d'encadrement. On n'est pas sûr. C'est « entre tant et tant ». On évolue dans le monde des **réels.** Monde essentiellement analogique, puisqu'entre deux réels quelconques, on peut toujours placer une **infinité** d'autres réels !

Dire que telle intensité mesure environ 253 mA ne fait donc pas sortir de l'analogique, bien qu'à cette grandeur électrique, on fasse correspondre un *nombre !*

– **Le numérique** ressort d'une tout autre manière de voir les choses. Alors que l'analogique est le domaine de la *pente douce et régulière,* le numérique est le royaume de l'**escalier.** Si vous êtes normalement constitué... et sur un escalier, vous pouvez être sur une marche ou sa voisine, jamais entre les deux ! Il n'existe pas de niveau intermédiaire entre ceux des deux marches !

Faire du « numérique » c'est donc choisir :

– un niveau bas initial,
– un niveau haut final,
– un nombre plus ou moins grand de niveaux intermédiaires situés à égale distance les uns des autres.

A ce sujet, nous pouvons constater que le terme « numérique », qui vient manifestement de « nombre », est beaucoup plus ambigu que l'expression synonyme « digital » qui elle, vient de « digit », c'est-à-dire de « chiffre » !

Il est vrai que, en ce domaine, les Français semblent ne pas bien connaître leur langue, faisant très mal la distinction entre *nombre* et *chiffre*. Ecoutez donc la radio ou la télévision et vous serez fixé !

Mais revenons à nos moutons ! Numériser une information analogique, c'est donc lui faire correspondre un échelon de l'**escalier** précédemment défini ! Il s'agit donc d'une correspondance entre la grandeur et un nombre entier, choisi entre deux valeurs entières extrêmes, définissant un sous-ensemble de N, ensemble des entiers naturels.

Il se trouve que la *base* numérique idéale pour l'électronique est la base 2 ! Tout simplement parce qu'il est très facile de distinguer le blanc du noir, le froid du chaud, le 0 du 1 ! De plus, un interrupteur est ouvert (0) ou fermé (1). Un relais est au repos (0) ou au travail (1). Un moteur tourne (1) ou est à l'arrêt (0). Une lampe est éteinte (0) ou allumée (1). Une bascule est d'un côté (0) ou de l'autre (1), etc.

Le comptage va donc se faire en base 2. C'est adjugé ! Mais, dans ce système, jusqu'où peut-on aller ?

– Avec un chiffre, on compte de 0 à 1 : jusqu'à $1 = 2^1 - 1$
– Avec deux chiffres, on compte de 00 à 11 : jusque $3_{10} = 2^2 - 1$
– Avec trois chiffres, on compte de 000 à 111 : jusqu'à $7_{10} = 2^3 - 1$
– Avec n chiffres... : jusqu'à... $2^n - 1$

Chaque chiffre est appelé **bit** (Eh oui !) Si vous décidez de numériser à 8 bits, vous irez de 0 à $2^8 - 1$, soit de 0 à 255_{10}. Votre « escalier » aura donc 256 échelons, en comptant celui de départ.

Une numérisation à 16 bits aurait 2^{16} niveaux, soit 65 536 !

Vous pouvez maintenant comprendre, par exemple, ce que veut signifier « musique numérique » ! On ne va pas transmettre analogiquement dans le temps et analogiquement en amplitude, le signal électrique correspondant. On va tout d'abord l'*échantillonner,* c'est-à-dire faire un prélèvement à intervalles constants : par exemple, un prélèvement d'amplitude durant 10 μs, toutes les millisecondes ! La valeur

analogique prélevée est *numérisée* à n bits. Les nombres binaires obtenus sont alors transmis à raison de un par milliseconde, cadence de l'échantillonnage. Cette première opération transformant l'analogique en numérique se fait à l'aide d'un convertisseur correspondant, dit **convertisseur A/D ou A/N,** selon... la rive de l'Atlantique !

Mais, si cette conversion permet par exemple l'enregistrement magnétique, elle ne permet pas l'écoute, l'oreille n'entendant que l'analogique. Il est donc indispensable de faire une conversion contraire, le numérique redonnant l'analogique d'origine. Cette fois, nous ferons appel à un **convertisseur D/A ou N/A.**

On peut penser qu'un tel processus, horriblement compliqué, ressort de la coupe d'un cheveu en quatre... dans le sens de la longueur, bien sûr ! Au fond, c'est probablement vrai. Mais on ne peut pas empêcher les inventeurs... d'inventer, les novateurs... d'innover ! Par ailleurs, il faut savoir que l'information numérisée est d'une solidité à toute épreuve, se défiant remarquablement des perturbations et autres agressions de l'environnement. Pour s'en convaincre, il suffit de penser à la multitude de données numériques qui existent dans un ordinateur, sont véhiculées en tous sens et grande vitesse, avec une fiabilité quasi parfaite ! C'est d'ailleurs finalement le plus étonnant dans cette technologie de l'électronique digitale. On est souvent sidéré et enthousiaste. De là à considérer l'informatique comme une « magie salvatrice », il n'y a évidemment qu'un pas très court à franchir, et que franchissent allègrement les apprentis-sorciers en tous genres, au son claironnant des médias qui n'y comprennent rien, mais en parlent d'autant plus !... Mais nous divergeons encore (et le mot est bien faible) !

De l'analogique au numérique, il faut donc passer ! Du numérique à l'analogique, il faut bien revenir ! Nous allons donc vous exposer très simplement, dans les lignes suivantes, le fonctionnement des divers convertisseurs nécessaires.

I. Convertisseurs D/A

Bien que la réalité soit analogique, nous commencerons par l'opération consistant à transformer une information numérique en information analogique, tout d'abord parce que c'est plus simple, et aussi parce que les convertisseurs A/D sont souvent à base de convertisseurs D/A.

Rappelons que l'information numérique est binaire à n bits (8, par exemple). Pour que cet exposé soit simple, nous ne traiterons que des données numériques *parallèles,* c'est-à-dire pour lesquelles tous les bits déterminant la valeur existent **simultanément.** Par opposition aux données numériques *série,* où les bits se suivent, un seul existant à un instant donné.

Le convertisseur D/A se présente alors sous la forme de la figure 1. La donnée binaire commande une batterie de commutateurs. Un bit à **1** ferme le commutateur, un bit à **0** l'ouvre. Ces commutateurs branchent des résistances étalonnées et envoient alors une fraction très précise d'une tension de référence vers la sortie, éventuellement amplifiée.

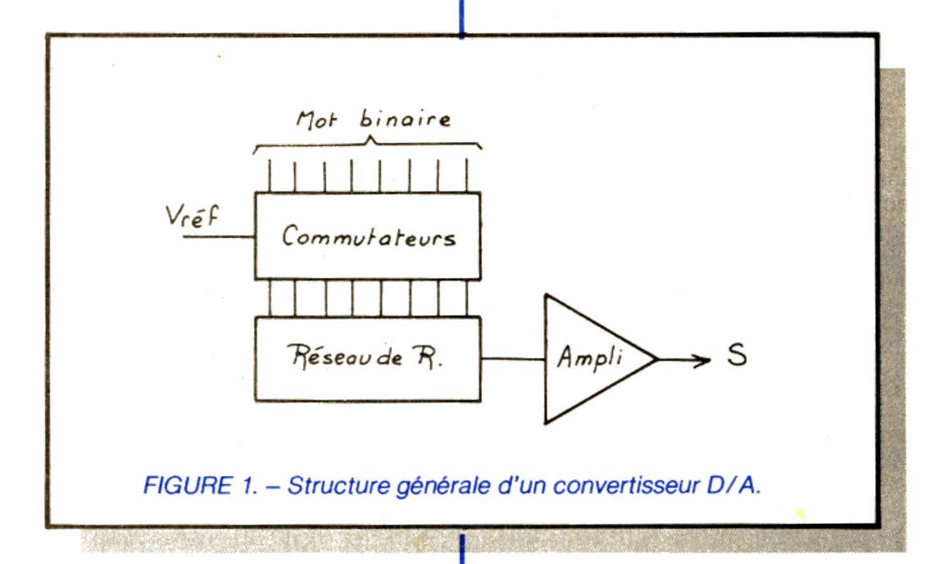


FIGURE 1. – Structure générale d'un convertisseur D/A.

Systèmes à charges pondérées (voir figure 2).

En binaire, chaque bit « pèse » deux fois moins que son voisin moins significatif de droite :

1	1	1	1	1	1	1	1	bits
128	64	32	16	8	4	2	1	$valeur_{10}$

Partant de ce principe, chaque bit commande, par un interrupteur, une résistance de valeur inversement proportionnelle au poids du bit. Ainsi le bit des unités D_0, le plus « léger », le LSB des Anglo-Saxons (Least Significant Bit) est associé à une résistance de forte valeur délivrant un courant *faible* inversement, le MSB (Most Significant Bit) de poids fort aura une résistance de faible valeur, donnant une intensité *forte.* Bien sûr, de bit à bit, les valeurs de résistances sont dans un rapport de 2.

Conséquence : le courant final amplifié de l'ampli OP de sortie est proportionnel au nombre binaire appliqué. La tension S de même, évidemment !

Inconvénient : Toutes les résistances sont différentes. Comme leurs valeurs doivent être très précises, il y a une grosse difficulté de fabrication et d'approvisionnement. Le coefficient de température peut varier des valeurs faibles aux plus fortes.

Avantage : Les commutateurs sont de simples interrupteurs et peuvent être réalisés en technologie rapide à base de transistors PNP ou NPN.

Systèmes à réseau R/2R (voir figure 3)

Observons bien la configuration de cette figure. Constatons d'abord que toutes les résistances 2R retournent au potentiel 0, soit directement à la masse, si le bit correspondant est à 0, soit à la masse fictive de l'entrée e^- de l'ampli OP. (Rappelons que pour un tel ampli, on a $Ve- = Ve^+$, dans tous les cas). Plaçons nous maintenant en Y et constatons que tout courant qui arrive en ce point, venant de gauche, voit deux dérivations 2R de retour à la masse et se divise donc en deux intensités égales une vers l'ampli, l'autre vers la masse. En X, dans les mêmes conditions, il se présente aussi deux chemins : 2R vers l'ampli OP (ou la masse) et R + 2R//2R = R + R = 2R, vers la masse. Donc là aussi, division par deux de l'intensité incidente. En A, nous avons encore 2R vers ampli (ou masse) et R + « équival R » = 2R vers la droite.

Ainsi, partant de la référence, tout courant arrivant à un **nœud** se partage en deux intensités égales. Le commutateur relié à A concerne le MSB (donne la moitié de l'intensité maxi-

male). Le commutateur relié à Y concerne le LSB (donne la moitié de la moitié de... la moitié de l'intensité maximale). L'équation de l'intensité finale est :

$I = V_{réf}/R\,(1/2 + 1/4 + 1/8 + ... + 1/2^n)$

La tension de sortie est égale à :

$V_s = R_s \times I$

Avantage : Deux valeurs de résistances seulement, à choisir là où elles sont les plus faciles à réaliser. Les réseaux peuvent être « trimmés » à la fabrication. La tenue en température est très homogène.

Inconvénient : Les commutateurs sont, cette fois, des inverseurs plus difficiles à fabriquer. Ce sont généralement des inverseurs C.MOS.

Améliorations

1° Dans le cas des **systèmes à charges pondérées,** il est difficile de dépasser 8 bits, les valeurs extrêmes devenant trop fortes et trop faibles. On a alors recours à la technique mixte, illustrée par la figure 4. Pour obtenir un convertisseur à 12 bits (ce qui n'est déjà pas si mal : 4 096 niveaux différents), on associe trois convertisseurs 4 bits. Le courant issu de celui des MSB attaque directement l'ampli de sortie, celui des bits intermédiaires a son courant divisé par 16 par R_3 et R_4, tandis que celui des LSB a son courant divisé par 16 par R_1 et R_2, donc par 256 par rapport à l'ampli de sortie.

Gros **avantage :** chaque D/A n'emploie que 4 valeurs de résistances : par exemple 80 kΩ, 40 kΩ, 20 kΩ et 10 kΩ. Les trois D/A ont des réseaux identiques. De plus, la précision exigée pour ces réseaux peut être bien moindre du côté des LSB. Voir, à titre d'exemple, la figure 5 correspondant à la mise en œuvre de cette technique à partir de composants Intersil.

2° La technique du **réseau R/2R** permet l'intégration facile de convertisseurs D/A complets comprenant les commutateurs, le réseau R/2R, la gestion du signal de référence... Voir figure 6 un exemple parmi d'autres.

Pour illustrer le fonctionnement des convertisseurs D/A, nous avons expérimenté sur le montage de la figure 7. Nous vous conseillons d'en faire autant, si vous désirez tirer le maximum de profit de l'étude que nous sommes en train de mener. Il suffit d'un CD4093, d'un CD4024 et de quelques résistances de 47 et 100 kΩ !

La source de données binaire est ici le compteur à 7 bits, type 4024. C'est un circuit C.MOS, alimenté comme le reste du montage par une tension quelconque, mais stable, de 5 à 10 V, attaqué par une horloge RC, construite avec une porte NAND, du type Trigger

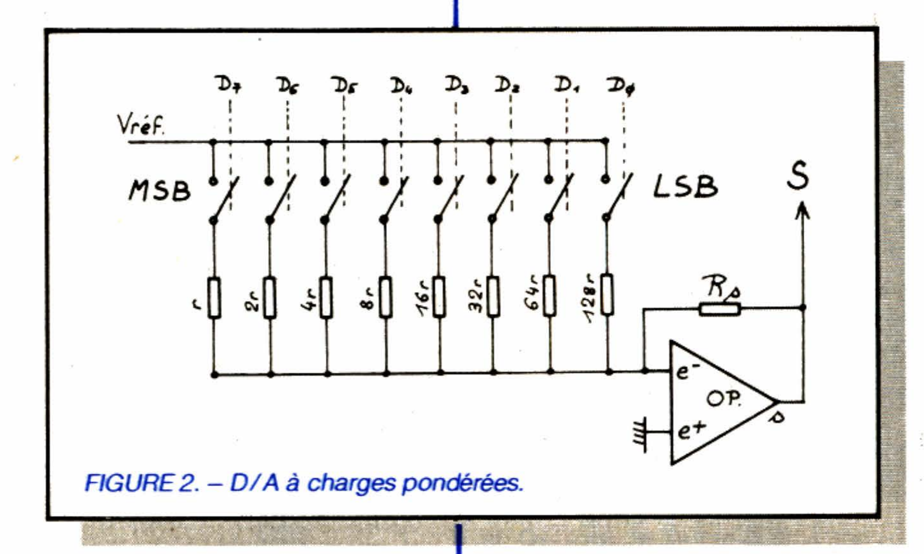


FIGURE 2. – D/A à charges pondérées.

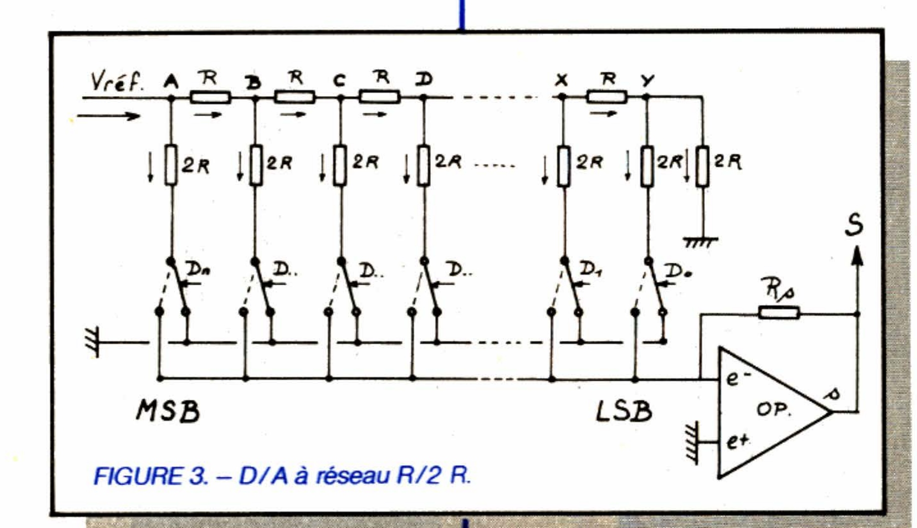


FIGURE 3. – D/A à réseau R/2 R.

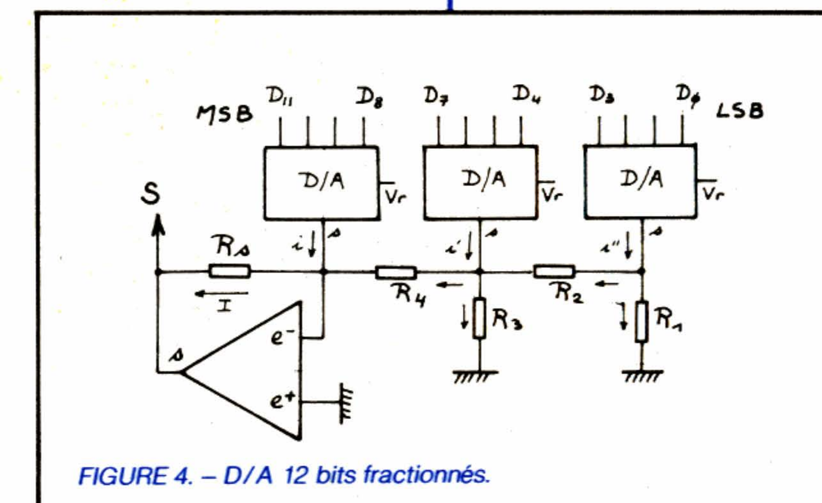


FIGURE 4. – D/A 12 bits fractionnés.

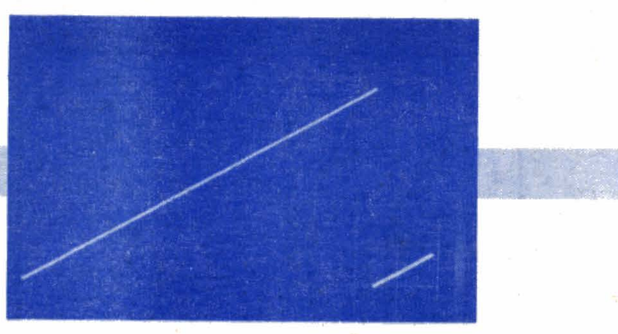


PHOTO A. – Rampe pratiquement parfaite. Attaque à 4 500 Hz. Sortie à 35 Hz.

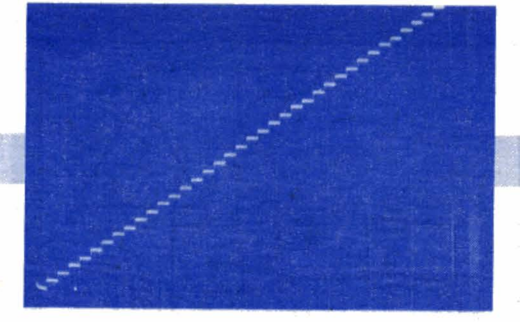


PHOTO B. – Gros plan de la rampe précédente montrant le résultat très correct obtenu.

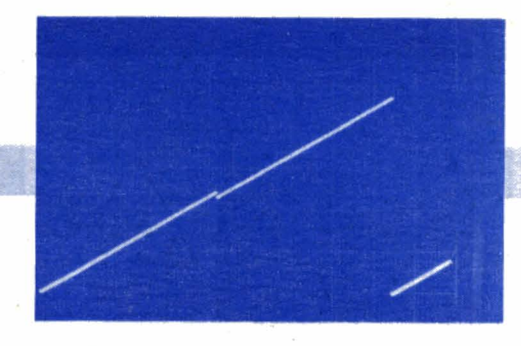


PHOTO C. – Rampe présentant un défaut de monotonie, dû à un réseau R/2R incorrect.

PHOTO D. – Gros plan du défaut précédent. On peut remarquer que les trois derniers échelons de la première partie ont les mêmes niveaux que les trois premiers de la seconde.

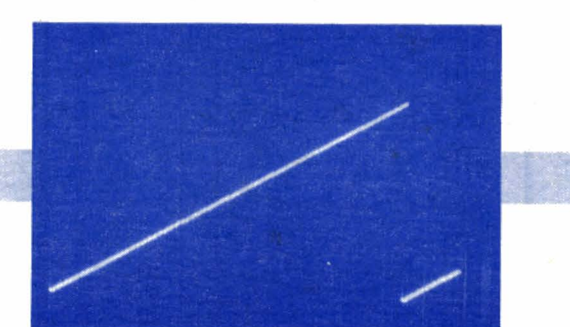


PHOTO E. – Rampe relativement correcte avec une attaque à 25 kHz. On note l'apparition des « glitches ».

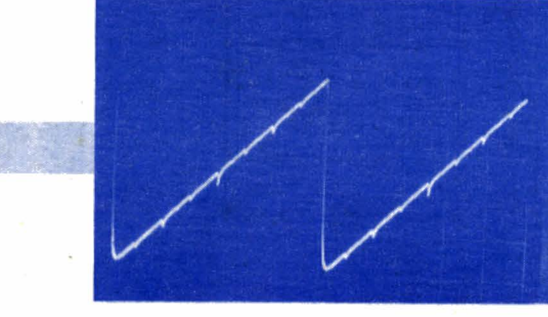
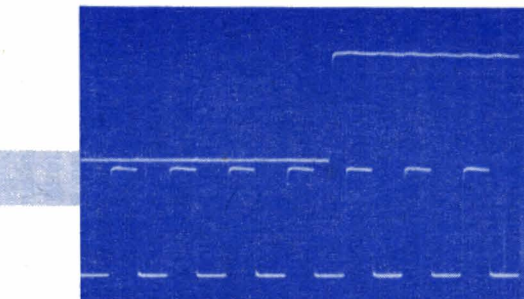


PHOTO F. – Cette fois l'attaque est passée à 700 kHz et les glitches sont très importants. On peut remarquer aussi le temps de descente relativement grand, rendant visible cette dernière.

PHOTO G. – En attaquant à 4 500 Hz, les fronts de Q_7 et Q_1 coïncident.



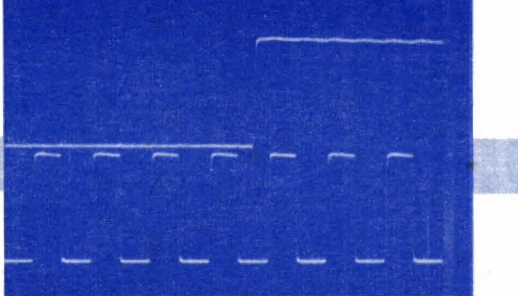


PHOTO H. – Par contre, à 700 kHz, le décalage des fronts des mêmes sorties est important : une demi-période du signal d'horloge.

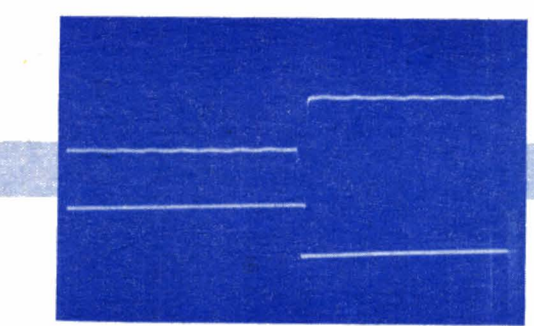


PHOTO I. – On constate à cette fréquence un décalage aussi très net, entre les fronts de Q_5 et de Q_7.

de Schmitt, oscillant de moins de 1 kHz à 1 MHz, sans difficulté, les sorties Q_1 à Q_7 passent cycliquement par toutes les combinaisons entre 0000000 et 1111111, soit de 0_{10} à 127_{10}. Ces sorties alimentent un réseau R/2R fonctionnant, cette fois, non pas en intensité, mais en tension. En effet, si Q_7 seul est à 1, on a V_s = 1/2 Vcc. Si Q_6 seul est à 1, on a V_s = 1/4 Vcc... L'oscilloscope peut alors être directement connecté à la sortie du réseau.

Lorsque tout est pour le mieux, cette sortie passe progressivement de 0 V à + Vcc, par échelons de Vcc/128. L'oscilloscope doit alors montrer un superbe escalier à 128 niveaux. C'est bien ce que nous obtenons en photo **A.** La photo **B,** prise en mode « base de temps retardée » (voir nos articles sur la mesure), donne un gros plan de l'escalier en question.

On pourra remarquer que, en dépit de sa belle allure générale, cet escalier présente quelques défauts de **linéarité :** faites donc une visée, l'œil au ras de la page ! Certaines marches sont un peu plus ou un peu moins hautes que d'autres. La linéarité d'un tel convertisseur D/A est en général définie par rapport au LSB (donc à l'échelon unitaire). Ainsi la linéarité typique des convertisseurs D/A commerciaux est-elle souvent de 1/2 LSB. C'est-à-dire que l'erreur sur un échelon ne doit pas dépasser 1/2 échelon en plus ou en moins. L'échelon peut donc varier entre 1/2 et 3/2 de l'échelon calculé. C'est manifestement le cas de l'escalier de la photo **B,** qui est ainsi dans les « normes ». Bien sûr, la linéarité dépend essentiellement de la qualité du réseau R/2R.

La photo **C** montre un grave défaut : la rupture de **monotonie.** Une fonction mathématique est dite *monotone* si elle est constamment croissante ou constamment décroissante. Ce n'est pas le cas de **C** puisque, alors que la rampe est croissante, l'accident central la fait décroître. Voir photo **D,** gros plan du défaut.

Le défaut en question a été volontairement provoqué en donnant à la résistance 2R, associée à Q_7, une valeur un peu trop grande. Dans la première partie de la rampe, Q_7 vaut 0 : comptage de 0000000 à 0111111. Par contre, la seconde partie de cette rampe voit Q_7 = 1 : de 1000000 à 1111111. Si la résistance associée à Q_7 n'a pas la bonne valeur, le point de départ de la seconde partie de la rampe est donc trop bas ou trop haut. Il apparaît un défaut de monotonie, dans le cas de la photo. Un tel défaut est très grave car deux **échelons identiques** de la rampe peuvent correspondre à 2 données binaires différentes, ce qui peut causer de gros désordres dans un logiciel, par exemple.

Si vous réalisez la manipulation, il vous faudra probablement ajuster la valeur des résistances de 100 kΩ, car 47 kΩ n'est pas exactement la moitié de cette valeur.

Mais augmentons la fréquence de l'horloge de 4 500 Hz environ à 25 kHz ! Nous obtenons l'oscillogramme **E**, pour lequel le résultat est encore très bon, mais avec apparition de petits accidents en forme de pics parasites. Ce sont ce que les Anglo-Saxons appellent des « glitches », ici très légers.

Montons la fréquence d'entrée à 700 kHz ! Voir photo **F.** Les glitches sont alors très nets et fort gênants. Le plus important correspond toujours à la transition de Q_7, les moyens à celles de Q_6 et les plus faibles à celles de Q_5, les autres étant à peu près invisibles.

D'où vient donc ce nouveau problème ? Pour y voir clair, observons en mode « double trace » les signaux Q_1 et Q_7, lors de l'attaque à 4 500 Hz, donnant un signal **A**, presque parfait. Voir photo **G**. Constater que le front montant de Q_7 correspond exactement au front descendant de Q_1. Parfait !

Mais voyons maintenant cela à 700 kHz. Voir photo **H.** Horreur ! Une demi-alternance d'écart entre les fronts ! Soit une demi-période d'horloge ou quelque 700 ns ! La photo **I** montre le décalage existant entre les fronts de Q_5 et Q_7 : de l'ordre de 400 ns. On s'explique alors le résultat **F.** Q_7 bascule trop tard par rapport aux sorties précédentes : la rampe s'effondre donc, pour retrouver son niveau correct lorsque le basculement s'est fait.

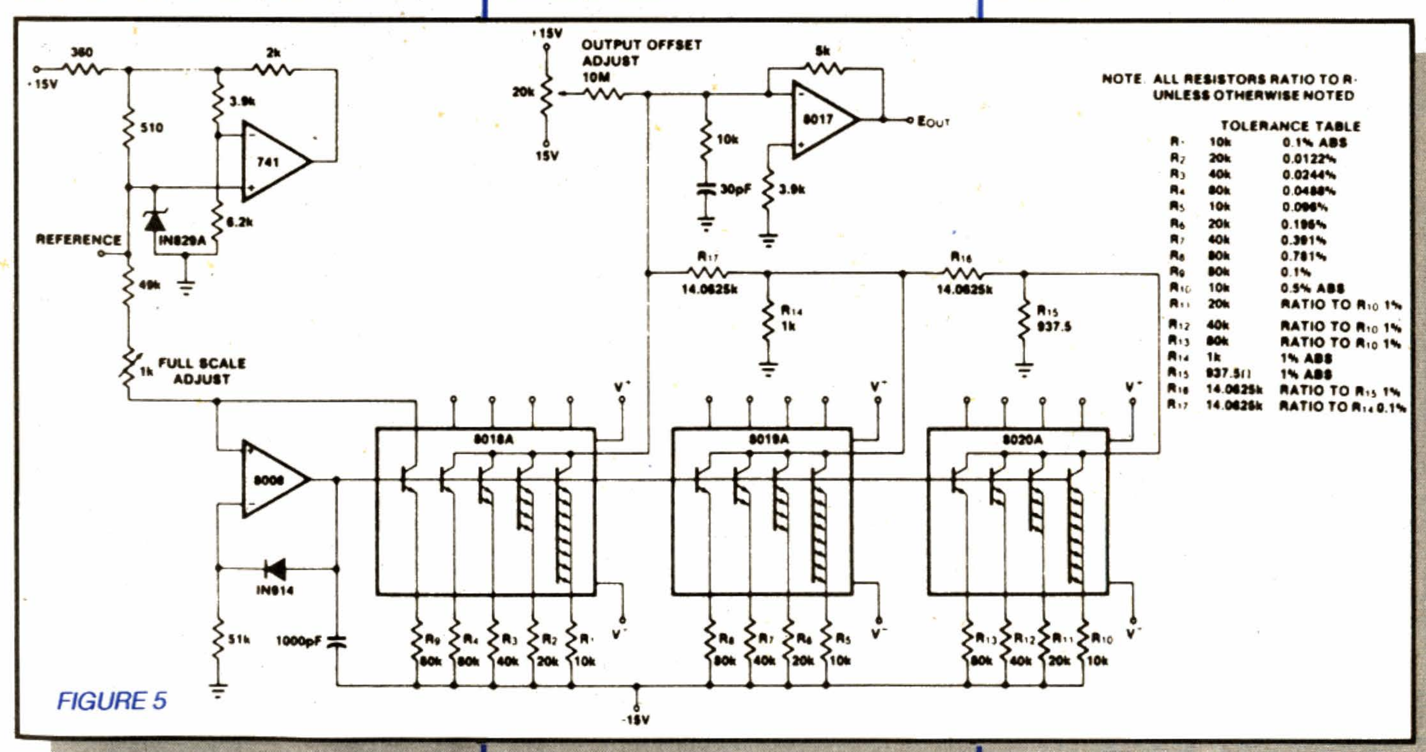


FIGURE 5

Cause : Le 4024 est tout d'abord de technologie C.MOS ancienne. C'est donc un circuit **lent.** De plus, dans la manipulation faite par l'auteur, la tension V_{cc} n'est que de 5 V, ce qui donne la vitesse minimum. Par ailleurs, ce basculeur est **asynchrone,** c'est-à-dire que les 7 bascules internes sont déclenchées **successivement,** la première faisant basculer la seconde, la seconde faisant basculer la troisième, etc. Chaque action met « un certain temps », d'où le gros retard affectant Q_7.

Remède : D'abord choisir une technologie plus rapide : LSTTL, voire STTL ou la très récente C.MOS type HC, qui va supplanter toutes celles-là ! Par ailleurs choisir un compteur **synchrone** dans lequel toutes les bascules internes sont déclenchées par le signal d'horloge initial. C'est le cas, par exemple, du 74193, à 4 bits seulement, hélas ! Mais dans ce cas, les glitches disparaissent à la fréquence considérée.

Dans le cas d'un convertisseur D/A intégré, il faut tenir compte également du **temps de réponse.** C'est 150 ns dans le cas du MC1406 de Motorola, 300 ns pour le MC1408 et 2 µs pour le ZN426 de Ferranti. En technologie MECL, on tombe à 10 ns avec le MC10318.

Conclusion

Le convertisseur D/A est nécessaire à chaque fois que la donnée binaire disponible doit être traduite en grandeur analogique. C'est le cas de la lecture d'une musique numérisée (compact disc). C'est le cas de l'exploitation de données informatiques (toujours en binaire). C'est le cas des synthétiseurs de sons. Ce sera celui de la télévision numérique dont on commence à parler. Nous avons en projet plusieurs montages utilisant cette technique et espérons bien vous proposer le premier, le mois prochain.

II. Convertisseurs A/D

Ces convertisseurs font l'opération inverse des convertisseurs D/A : ils numérisent une donnée analogique. Voyons ci-dessous les divers moyens d'aboutir à ce résultat.

1. Convertisseur A/D à comptage simple

Le montage de la figure 7 peut facilement être transformé en convertisseur de ce type. On obtient le montage de la figure 8. Au départ, le 4024 est à 0. La tension d'entrée à convertir appliquée à e^- du comparateur. La sortie du réseau R/2R est à e^+, via R et r, donnant un seuil d'hystérésis de l'ordre de 1/2 LSB. Comme A > B, la sortie S du comparateur est basse (0), et donc la porte N passante. Le 4024 reçoit les impulsions d'horloge et compte. La tension en B croît donc en escalier.

A l'instant où cette tension B dépasse celle de A de 1/2 LSB, le comparateur bascule et bloque N. Le 4024 s'arrête là où il est arrivé ! Les sorties Q_1 à Q_7 donnent l'image binaire de la tension analogique V_{in} !

On peut évidemment remettre le système à 0 pour une nouvelle numérisation. On peut aussi rendre le fonctionnement continu et mémoriser chaque résultat dans des registres « latches ». C'est classique en technique d'affichage.

Avantage : Très grande simplicité !

Inconvénient : Durée de l'opération proportionnelle à la valeur de V_{in}. A chaque mesure, le 4024 repart de 0. La durée de l'évaluation va donc de 1 à 256 coups d'horloge, en conversion à 8 bits.

2. Convertisseurs A/D à comptage-décomptage

Voir figure 9. Cette fois, le compteur utilisé peut compter ou décompter selon l'état de la sortie du comparateur.

Au départ, le compteur est à 0, V_{in} appliquée. Le comparateur a sa sortie à 0. Dans ces conditions, N_3 est passante et N_4 bloquée. Le compteur se met à **compter.** Lorsque la rampe engendrée atteint en B le niveau de A + 1/2 LSB, le comparateur bascule et inverse l'état des portes ; le compteur **décompte,** faisant redescendre le niveau de B et bientôt rebasculer le montage.

Cette fois, le compteur va donc « balancer » autour de la valeur binaire de V_{in} à ± 1 bit près.

Avantage : Le montage est **suiveur :** si V_{in} varie, le compteur ne part

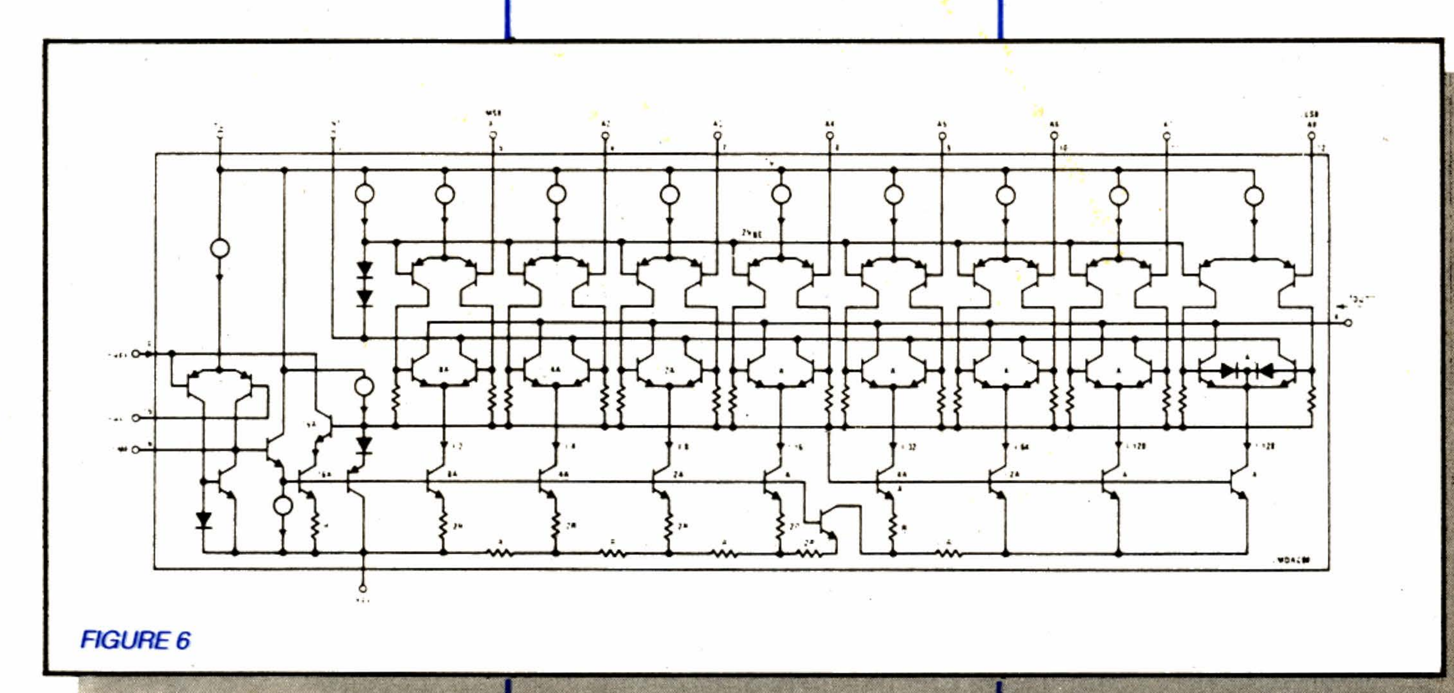


FIGURE 6

pas de 0 pour une nouvelle mesure, mais bien de la valeur précédente, en se déplaçant dans le sens correct pour une nouvelle numérisation. Une nouvelle acquisition demande donc **très peu de temps** si la variation de V_{in} est faible !

Inconvénient : La première acquisition demande toujours 1 à 2^n coups d'horloge en conversion à n bits. C'est donc encore une méthode beaucoup trop lente pour de nombreuses applications.

3. Convertisseurs à approximations successives

La technologie est toute différente. Le compteur est remplacé par un registre très spécial, dit à approximations successives (RAS).

Au premier coup d'horloge, le RAS met le MSB à 1, donnant B = 1/2 $V_{réf}$.

– Si A > B, S reste à 0.
– Si A < B, S passe à 1.

Après ce premier coup d'horloge, le MSB reste à 1 si S a donné 1, il revient à 0 si S est resté à 0. (Action de D du RAS).

Au deuxième coup d'horloge, le RAS teste le bit juste inférieur au MSB, en le portant à 1... et ainsi de suite jusqu'au LSB.

Avantage : Pour un convertisseur 8 bits, en huit coups d'horloge, le RAS a testé les 8 bits et fournit donc sur les lignes D_0 à D_7 l'image binaire de V_{in}. La vitesse d'acquisition est indépendant de V_{in}. Elle ne dépend que de la technologie des circuits. On peut alors atteindre des temps d'acquisition très courts : 10 bits en moins de 1 µs et 12 bits en moins de 2 µs.

N.B. : Vous avez sans doute remarqué que le procédé décrit ressemble parfaitement à la méthode de la pesée avec des masses marquées !

4. Conversion A/D parallèle

Si l'on veut des conversions ultrarapides, huit coups d'horloge, c'est encore trop. On adopte alors la technique dite **parallèle** ou **simultanée.** Voir la figure 11. Une chaîne de $2^n + 1$ résistances détermine un échelonnement de valeurs distantes de 1 LSB, entre V_{max} et V_{min}. Chaque valeur est appliquée à l'un des $2^n - 1$ comparateurs. Lorsque V_{in} est appliquée, *tous* les comparateurs correspondants à des niveaux inférieurs ou égaux à V_{in} basculent simultanément, donnant des niveaux hauts en sortie. Il reste alors à faire, dans le décodeur, une conversion instantanée (ou presque) de cette entrée non binaire en donnée binaire.

Avantage : Conversion quasi instantanée, au temps de réponse des comparateurs et du décodeur près.

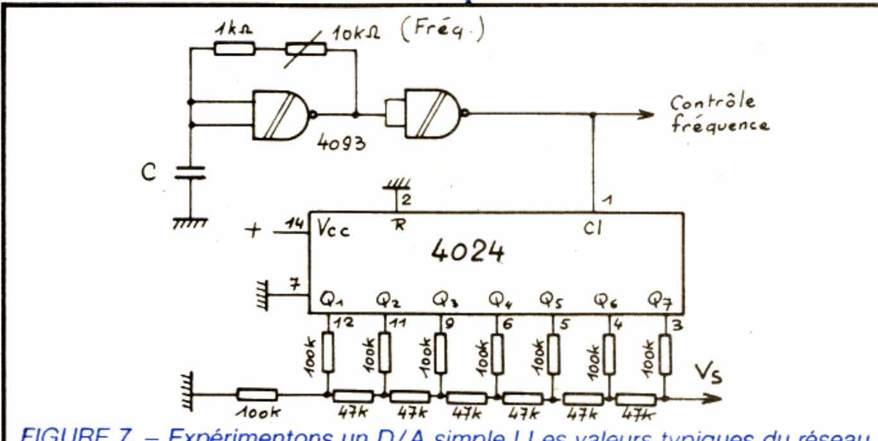


FIGURE 7. – Expérimentons un D/A simple ! Les valeurs typiques du réseau sont 50 kΩ et 100 kΩ. Choisir C selon la fréquence : de 100 pF à 0,1 µF.

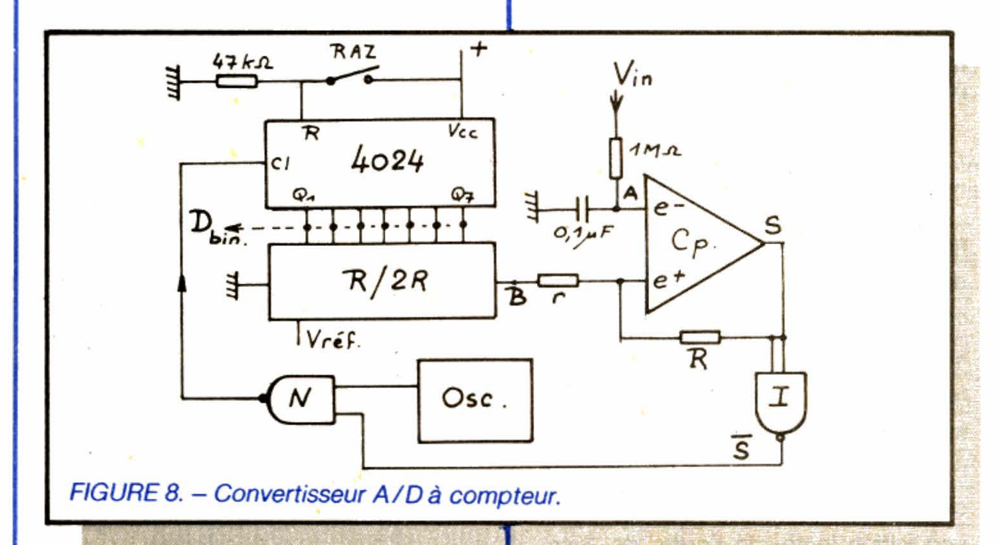


FIGURE 8. – Convertisseur A/D à compteur.

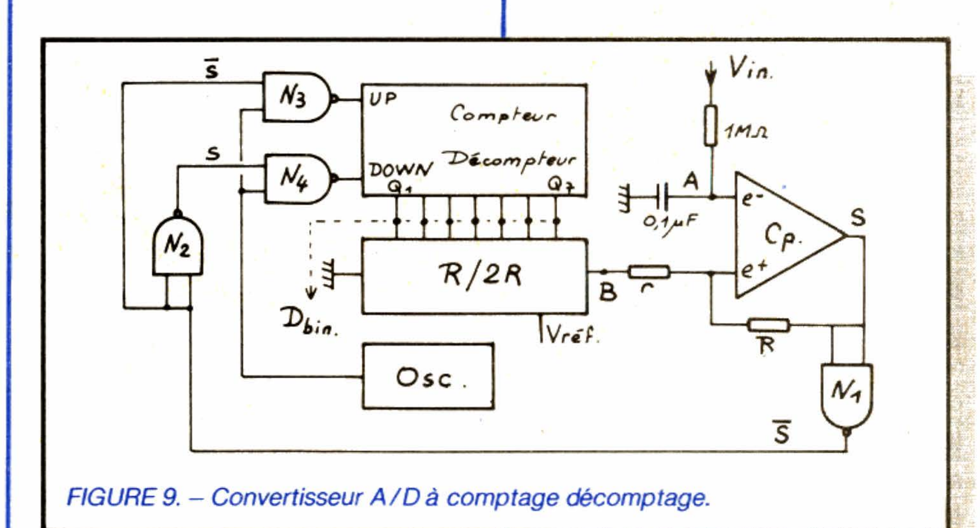


FIGURE 9. – Convertisseur A/D à comptage décomptage.

Inconvénients : Il est de taille. Pour une conversion à 8 bits, il faut 255 R et 255 comparateurs. Sans parler du décodeur à 255 entrées ! Bien sûr, on fait presque des miracles en intégration LSI, mais tout de même ! Il va sans dire que de tels monstres sont très coûteux. A noter cependant une astuce rendant la solution plus accessible : 4 et 4 font 8. Mais 4 bits ne nécessitent que $2^4 - 1$ comparateurs, soit 15 comparateurs. Dans ces conditions, pour 8 bits, il ne faut plus que 30 comparateurs. Ouf, c'est mieux ! Ne crions pas victoire trop vite car la mise en parallèle des deux convertisseurs 4 bits pour en faire 8 n'est pas si simple et oblige à des composants supplémentaires. C'est souvent la méthode retenue cependant, on s'en doute.

Quoi qu'il en soit, cette méthode permet de numériser sur 8 bits à 20 MHz de cadence (soit 20 000 000 d'acquisitions par seconde). Ce n'est pas mal du tout !

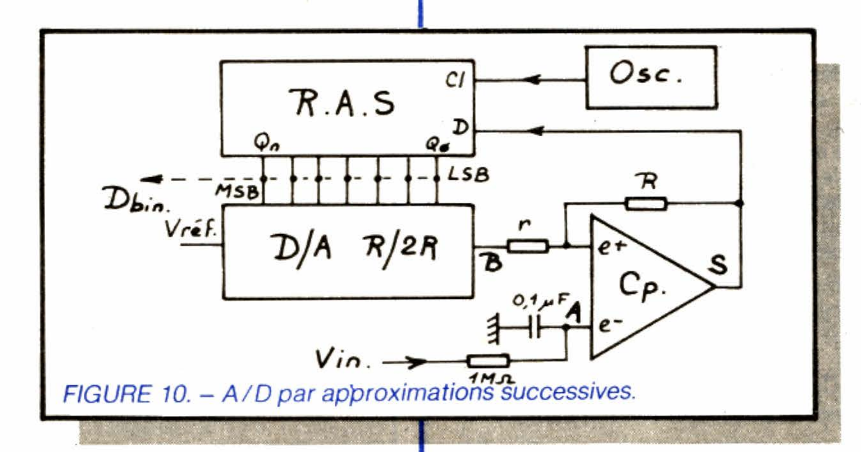


FIGURE 10. – A/D par approximations successives.

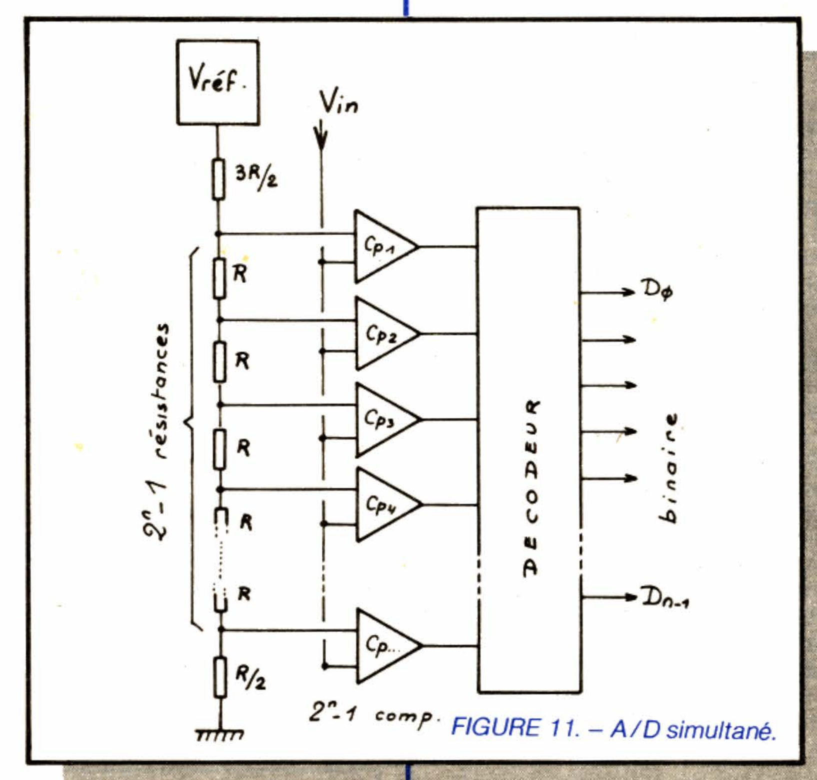


FIGURE 11. – A/D simultané.

F. THOBOIS

Conclusion

Toutes les méthodes passées en revue sont bonnes à un certain point de vue. Même les deux méthodes à compteur qui sont pourtant les plus lentes. D'ailleurs, vous avez peut-être reconnu dans ces techniques celles mises en œuvre dans les multimètres numériques, qui sont à base de convertisseurs A/D. Dans ce cas, une acquisition lente, de l'ordre de 1 seconde, n'est pas du tout gênante. L'effort peut alors porter sur la linéarité, la précision, la stabilité... Pour toutes les applications à vitesse moyenne, les circuits à approximations successives sont parfaits. On les trouvera en général en interface entre les capteurs analogiques et les circuits de traitement des informations binaires résultantes (systèmes à microprocesseurs en général). Enfin, les convertisseurs ultrarapides seront réservés par exemple à la télévision numérique, et même tout simplement au son numérique qui exige déjà une grande vitesse.

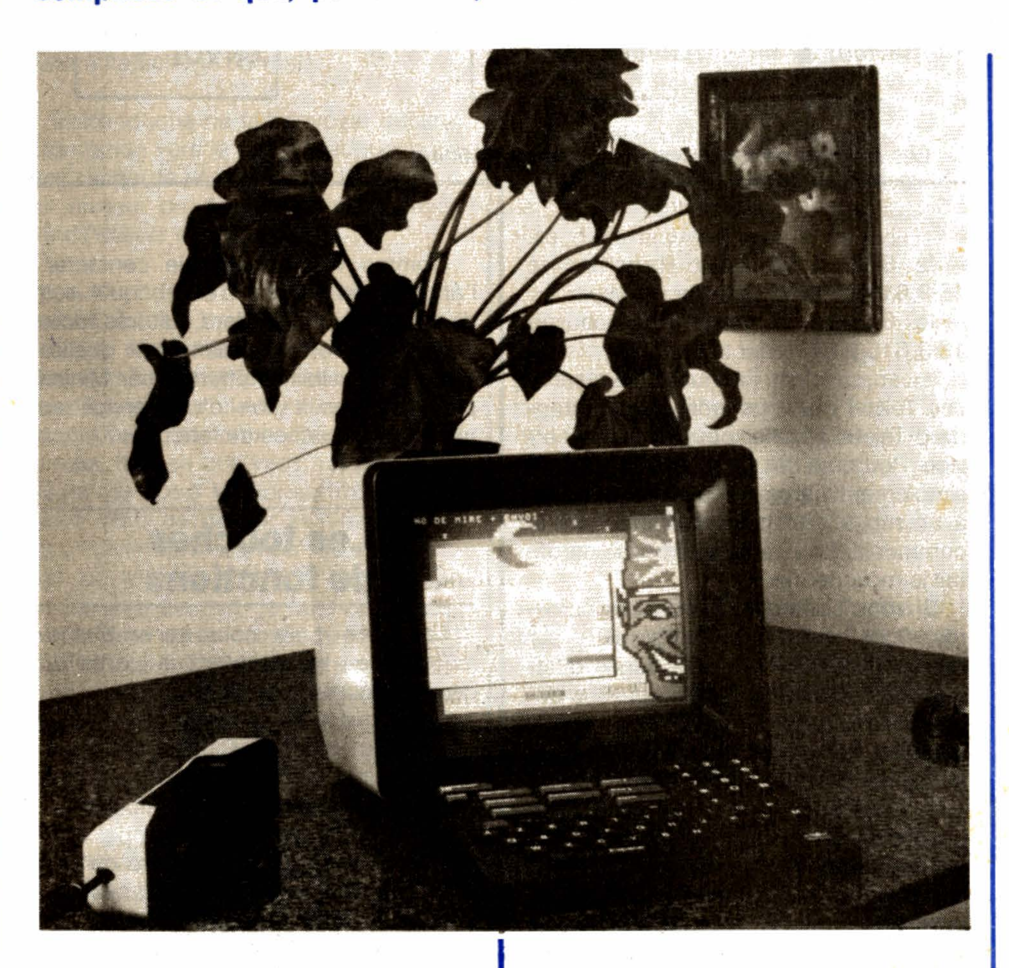
Reste une dernière méthode dont nous n'avons pas parlé, parce que ce n'est pas une véritable conversion A/D : c'est la conversion tension/fréquence. Ce n'est d'ailleurs pas une une très bonne méthode. En effet, la fréquence, bien que caractérisée par un nombre, est une grandeur analogique. Il reste donc encore dans la méthode en question à numériser cette fréquence. Comme la conversion V/F manque très souvent de précision et de linéarité, le résultat final est médiocre, en général.

Nous avons déjà illustré ce mode de fonctionnement dans des voltmètres construits autour du LM331 de NS, circuit V/F assez satisfaisant : c'est ainsi que furent conçus l'adaptateur TFX3 et le voltmètre du TF7 SF. Nous avons aussi remarqué la description de manettes de jeux, pour ordinateur avec quatre LM331, solution peu économique, il faut en convenir ! Il existe pourtant des multiplexeurs analogiques.

Dans un article à venir, nous aurons l'occasion d'utiliser un convertisseur A/D, type RAS ! Mais n'en disons pas plus, nous verrons cela plus tard.

LA PAGE DU MINITEL

Si les premiers terminaux Minitel fournis par l'administration l'ont été sans aucun mode d'emploi, ce n'est plus le cas maintenant et l'on serait en droit de se demander le pourquoi des lignes qui suivent. En fait, l'expérience nous a montré que certaines des explications fournies pour les opérations courantes n'étaient pas toujours très bien comprises et que, par ailleurs, de nombreuses possibilités de Minitel n'étaient pas dévoilées dans sa notice. Nous allons donc, dans les lignes qui suivent, vous apprendre à utiliser votre Minitel pour les fonctions pour lesquelles il est prévu tout d'abord, puis nous décrirons ses possibilités cachées, vous montrant ainsi comment raccorder une imprimante à Minitel ou comment utiliser Minitel comme terminal de micro-ordinateur.



Utilisation « normale » de Minitel

L'utilisation « normale » de Minitel est celle pour laquelle il a été initialement prévu : la consultation de services offerts sur Télétel. La procédure à suivre pour cela est fort simple :

– Mettez sous tension votre terminal Minitel et réglez-en la luminosité à un niveau agréable pour vos yeux. Vous devez observer sur l'écran un F inscrit dans un carré blanc en haut à droite.

– Décrochez votre téléphone et composez le numéro d'accès à Télétel comme expliqué ci-après compte tenu du service auquel vous voulez accéder.

– Lorsque Télétel vous répond, vous entendez une tonalité continue assez aiguë : appuyez alors une fois sur la touche CONNEXION FIN. La lettre C doit remplacer le F en haut à gauche de l'écran et, quelques secondes après, une page d'information doit apparaître sur l'écran.

– Raccrochez votre combiné qui ne sert plus à rien tant que Minitel reste connecté.

Si le C n'apparaît pas lorsque vous appuyez sur CONNEXION FIN, raccrochez votre téléphone et renouvelez votre appel. Si, par contre, le C est bien apparu mais que plusieurs secondes après votre écran est toujours vide, appuyez une fois sur CONNEXION FIN ; un F doit remplacer le C et vous devez à nouveau pouvoir vous servir de votre téléphone ; renouvelez alors l'appel.

Nous avons parlé ci-avant de la composition d'un numéro pour appeler Télétel : en fait ce numéro peut revêtir diverses formes selon le service auquel vous voulez accéder.

Si vous voulez appeler l'annuaire électronique, et sous réserve qu'il soit en service dans votre région, il suffit de composer le 11. Vous verrez alors apparaître, lorsque la connexion sera établie, la page d'accueil de ce service, et vous pourrez commencer vos recherches conformément aux indications données sur l'écran et sur le guide d'utilisation du service annuaire électronique qui a dû vous être remis par votre agence commerciale des télécommunications. Ce guide peut également être consulté à tout instant sur l'écran même de Minitel au moyen de la touche GUIDE comme expliqué ci-après.

Si vous voulez appeler n'importe quel autre service disponible sur Télé-

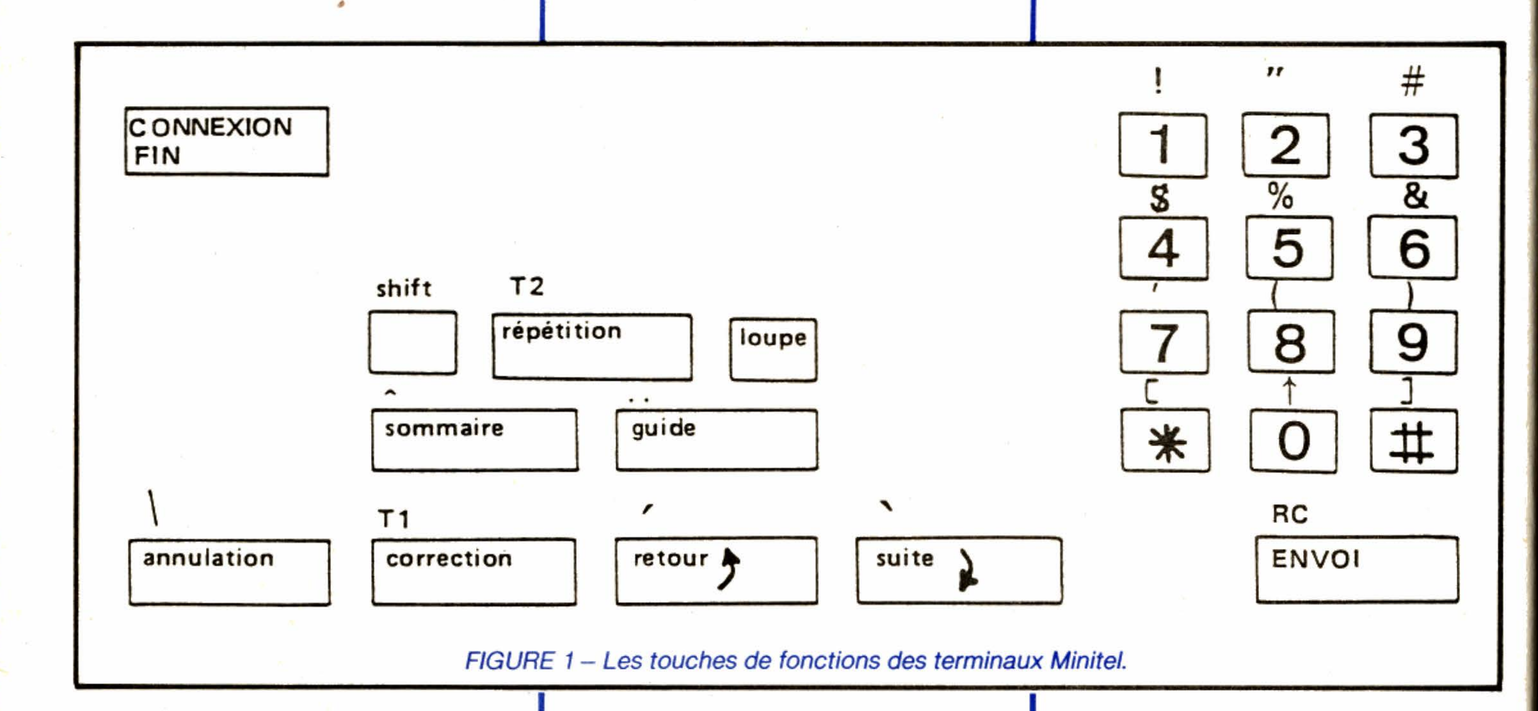


FIGURE 1 – Les touches de fonctions des terminaux Minitel.

tel, quatre possibilités s'offrent à vous et dépendent du service demandé. Soit le service désiré est accessible via un des trois standards Télétel, soit il est accessible directement comme n'importe quel abonné au téléphone. L'annuaire « papier » des services Télétel est là pour vous aider mais vous pouvez aussi, comme expliqué le mois dernier, appeler un des standards Télétel et consulter l'annuaire « télématique » pour voir si vous y trouvez le service recherché.

Pourquoi le fait d'être ou non accessible via Transpac revêt-il une si grande importance ? Tout simplement parce que vous, utilisateur, aurez à supporter une taxation de la communication totalement différente selon que vous passerez ou non par Transpac ; ce dernier cas étant le moins coûteux comme expliqué dans notre précédent numéro.

Si donc vous appelez un service directement, vous « entrerez » directement dans la page d'accueil de celui-ci dès que vous aurez connecté votre Minitel avec la procédure indiquée ci-avant. Il ne vous restera plus alors qu'à suivre les indications données sur l'écran pour savoir comment exploiter les possibilités offertes.

Si le service que vous recherchez est accessible via Transpac, vous allez devoir composer un des trois numéros des standards Télétel :

– le 614.91.66 pour Paris ou le 16.3.614.91.66 pour la province ;
– le 613.91.55 pour Paris ou le 16.3.613.91.55 pour la province ;
– le 615.91.77 pour Paris ou le 16.3.615.91.77 pour la province.

Ici aussi, c'est l'annuaire des services Télétel qui vous indique quel standard Télétel appeler pour tel ou tel service. Pourquoi ces trois numéros ? Tout simplement parce qu'ils correspondent à un mode de taxation différent de la communication comme expliqué en détail le mois dernier.

Si vous composez un de ces numéros, vous verrez alors apparaître sur l'écran du Minitel une des pages d'accueil des standards Télétel qui vous demandera à quel service vous désirez accéder. Cette indication sera à frapper au clavier de votre Minitel et pourra être composée de 9 chiffres ou d'une combinaison quelconque de lettres et de chiffres. Là encore, c'est l'annuaire des services Télétel qui vous indique ce qu'il faut utiliser, mais vous pourrez aussi employer un des numéros des services à accès libre que nous vous fournirons.

Lorsque vous aurez indiqué au standard Télétel le numéro ou le code du service désiré, celui-ci vous y connectera en quelques secondes et vous verrez alors apparaître la page d'accueil de ce service.

Lorsque vous avez terminé la consultation du service, il vous suffit de frapper CONNEXION FIN pour vous déconnecter et retrouver ainsi l'usage normal de votre ligne téléphonique.

Comme vous pouvez le constater, l'appel d'un service Télétel, qu'il soit direct ou via un standard, est très facile à réaliser ; voyons maintenant quelles sont les possibilités offertes par Minitel pour la consultation d'un service au moyen des touches de fonctions.

Les touches de fonctions

La figure 1 va nous servir d'aide-mémoire en représentant la partie du clavier occupée par celles-ci.

La première touche de fonction, déjà utilisée ci-avant, est CONNEXION FIN. Cette touche joue deux rôles comme est censée l'indiquer l'inscription ambiguë qu'elle revêt. Lors de l'appel d'un numéro Télétel ou d'un numéro de service direct, c'est elle qui établit la connexion de Minitel lorsque le service répond. Lors de la fin de consultation d'un service, c'est à nouveau elle qui réalise la déconnexion du service. Ceci permet de comprendre pourquoi il ne faut pas être pressé ni brutal avec cette touche ; en effet si, lors de l'établissement d'une connexion, vous trouvez que cela ne vient pas assez vite et que vous appuyez une deuxième fois sur la touche, vous allez provoquer l'effet contraire de ce que vous attendez car la première pression aura provoqué une demande de connexion (même si celle-

ci n'a pas été exécutée immédiatement), et la deuxième pression va donc ordonner une déconnexion !

Une touche de fonction d'utilisation plus amusante qu'utile, tout au moins pour les services proposés actuellement, est la touche LOUPE. Lorsque votre écran contient des informations, une première pression sur celle-ci fait afficher en double hauteur la moitié supérieure de celui-ci. Tout l'écran est alors occupé par la moitié de l'écran précédent reproduit en deux fois plus haut. Une deuxième pression sur cette même touche fait ensuite afficher de la même façon la moitié basse de l'écran initial, et une dernière pression fait revenir à l'affichage normal.

Cette touche ne fait envoyer aucune information vers le serveur auquel vous êtes raccordé et n'agit que localement au niveau de Minitel ; vous pouvez donc l'utiliser tout à loisir.

La touche ENVOI est certainement la touche la plus importante du clavier ; en effet c'est elle qui envoie (comme son nom l'indique) les informations que vous frappez au clavier vers le serveur auquel vous êtes connecté. En d'autres termes, tout ce que vous frappez sur le clavier de votre Minitel est mis en mémoire dans ce dernier et n'est envoyé vers l'ordinateur serveur qu'après action sur la touche ENVOI. Cette façon de travailler permet de faire des fautes de frappe sans conséquence tant qu'ENVOI n'est pas actionnée, le message reste au niveau de Minitel et peut être corrigé au moyen de deux touches que nous allons voir maintenant.

La touche CORRECTION permet d'effacer le dernier caractère frappé. Chaque action sur cette touche efface le dernier caractère et ramène le curseur en arrière d'une position. Il est possible d'actionner CORRECTION autant de fois que c'est nécessaire sans toutefois revenir au-delà du début de la ligne en cours.

La touche ANNULATION joue un rôle analogue mais s'utilise lorsque vous avez fait trop de fautes de frappe ou lorsque vous avez frappé par erreur une réponse que vous ne vouliez pas donner. Une action sur ANNULATION efface intégralement la dernière ligne en cours.

Attention ! Nous insistons bien sur le fait que l'utilisation de ces touches n'est possible que si ENVOI n'a pas encore été utilisée pour la ligne considérée.

La fonction des touches suivantes est, par opposition à ce que nous venons de voir, un peu moins bien définie ; en effet, elle dépend du service appelé et, bien que des recommandations aient été faites aux différents prestataires de services pour permettre un usage optimum de ces touches, les logiciels mis en place ne sont pas encore tous à même de satisfaire à la demande. L'exposé ci-après est donc théorique et n'est pas à considérer comme une règle absolue ; cependant, au fur et à mesure du développement des divers services, ces principes seront de mieux en mieux respectés.

La touche SUITE permet de passer à la page suivante de la rubrique du service dans laquelle vous vous trouvez. L'utilisation de cette touche n'est donc pas toujours possible – si la rubrique consultée ne comporte qu'une page par exemple –, et un message placé généralement en bas de l'écran vous signale si vous pouvez utiliser SUITE ou non. En cas de doute, vous pouvez toujours essayer SUITE : si ce n'est pas possible compte tenu de la page du service dans laquelle vous vous trouvez, un message vous en informera.

La touche RETOUR est l'inverse de SUITE et permet de revenir à la page précédente de la rubrique dans laquelle vous vous trouvez. L'utilisation de cette touche est en général toujours possible, sauf lorsque vous êtes revenu à la toute première page du service, bien sûr.

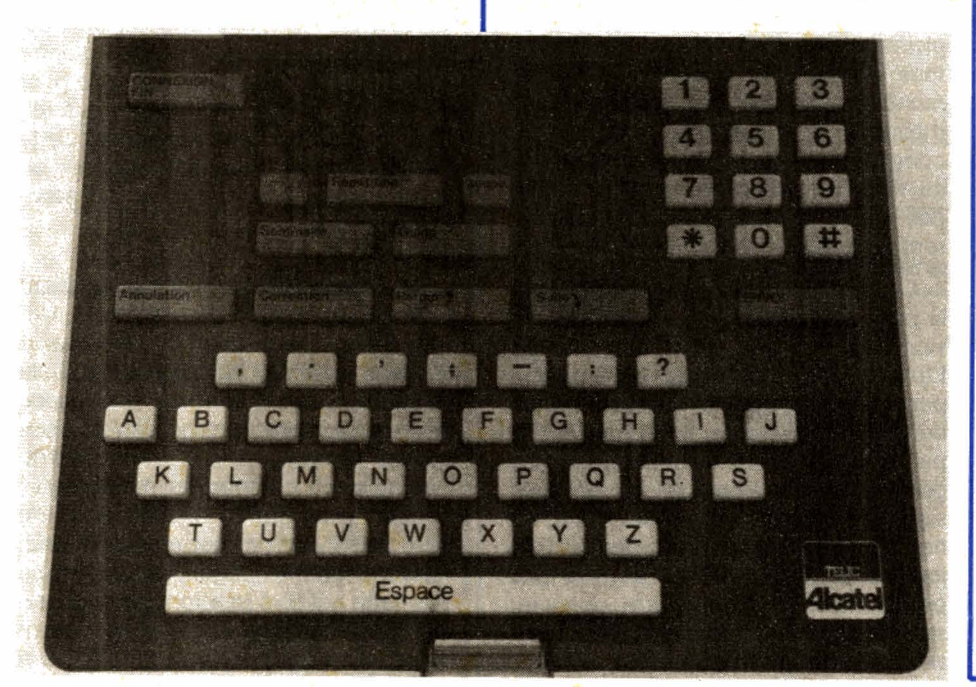
La touche SOMMAIRE permet théoriquement de revenir immédiatement au sommaire du service ou de la rubrique que vous êtes en train de consulter, quel que soit l'endroit où vous vous trouvez lors de l'action sur cette touche. Ce mode de fonctionnement n'est malheureusement pas encore assuré sur tous les services disponibles et fait parfois afficher le message « commande interdite ».

La touche GUIDE fonctionne de manière analogue à SOMMAIRE mais permet d'obtenir, à tout instant et quel que soit l'endroit où vous vous trouvez dans la consultation du service, des renseignements sur l'utilisation du service ou de la rubrique en cours de consultation sans perdre la page en cours de consultation. Une première pression sur GUIDE fait afficher une page d'information sur le service ou la rubrique en cours de consultation : la pression suivante fait revenir où vous vous trouviez avant d'utiliser GUIDE. Ce principe, très séduisant et extrêmement pratique puisqu'il constitue une sorte de mode d'emploi disponible en permanence, n'est malheureusement pas disponible sur tous les services proposés. Ce n'est pas grave pour les plus simples d'entre eux, mais c'est assez désagréable pour les services offrant de multiples possibilités de choix et de commandes. Cette critique devrait cependant tomber au fur et à mesure de l'évolution des services proposés.

La touche REPETITION joue, quant à elle, deux rôles un peu différents. Utilisée seule, elle permet de visualiser à nouveau le dernier écran consulté. Cela présente deux avantages : en cas de parasites lors de la transmission, vous pouvez avoir un affichage incohérent, incomplet ou comportant des erreurs ; l'action sur REPETITION demande alors au serveur de vous envoyer à nouveau la même page. Le deuxième avantage est lié à une fonction qui permet aux divers services de se déconnecter et de faire déconnecter Minitel si ce dernier reste inutilisé pendant un temps trop long. Si vous voulez consulter longuement une page, il suffit de presser sur REPETITION à intervalles réguliers pour « réveiller » le serveur qui ne coupe pas la communication puisqu'il reçoit des ordres de votre Minitel (il est incapable de vérifier si ces ordres sont toujours les mêmes ou non). Outre ces deux fonctions qui, elles, sont indépendantes du service appelé et sont toujours disponibles, il existe une autre possibilité d'utilisation de REPETITION qui, comme pour GUIDE et SOMMAIRE, n'est pas toujours offerte. Si l'on fait N (où N est un numéro de page) suivi de REPETITION, on obtiendra l'affichage de la page ainsi spécifiée de la rubrique ou du service en cours de consultation sans devoir à nouveau passer par le sommaire de celui-ci.

Comme vous pouvez le constater, l'utilisation des touches de fonctions est relativement simple et correspond bien au libellé qui figure sur celles-ci. Il

faut aussi reconnaître que de nombreux services vous aident en indiquant à tout instant sur l'écran ce que vous pouvez ou ce que vous devez frapper pour obtenir tel ou tel effet. De toute façon et en cas de doute, il suffit d'essayer pour constater *de visu* et immédiatement ce qui se passe ; il n'y a aucun risque de « planter » les serveurs et même si tel était le cas, il suffirait alors, si toutes les touches étaient inactives, de faire CONNEXION FIN pour quitter le service et libérer la ligne téléphonique.



▲ *Le clavier d'un Minitel 1 : les touches de fonctions sont nettement détachées du reste du clavier...*

... ce qui est moins vrai sur un Minitel 10 où le clavier est plus compact. ▼

Le cas des Minitel 10

Tout ce que nous avons exposé ci-avant reste vrai pour les Minitel 10, mais la présence dans ceux-ci d'un téléphone à mémoire offre deux possibilités d'emploi supplémentaires. La première est relative à la mémoire de numéros elle-même ; en effet, il est possible d'y ranger des numéros d'appel de standards Télétel qu'il faut alors faire suivre de la lettre C ; dans ces conditions, il n'est plus nécessaire d'utiliser CONNEXION FIN, Minitel 10 sait numéroter tout seul, attendre la réponse du modem Télétel et faire lui-même la connexion.

La deuxième possibilité concerne l'annuaire électronique. Lorsque l'on a consulté celui-ci, le ou les noms des abonnés recherchés apparaissent à l'écran affectés d'un numéro d'ordre. Il suffit alors, pour appeler l'un d'eux, d'appuyer sur la touche revêtue d'un petit écran suivi du numéro d'ordre de l'abonné concerné pour que l'appel de son numéro ait lieu automatiquement.

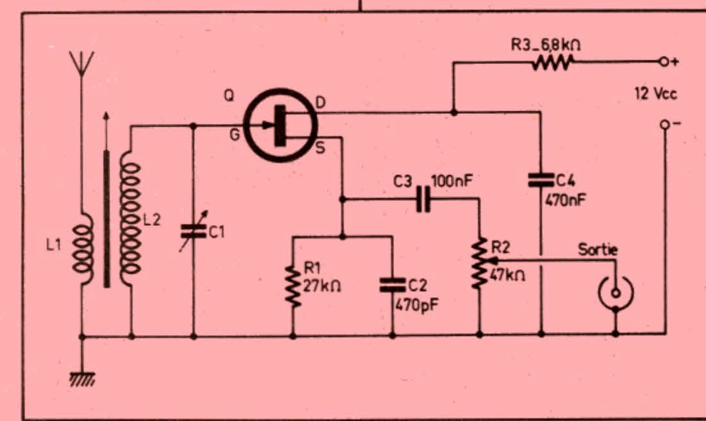
Conclusion

Nous en resterons là pour aujourd'hui en espérant avoir « éclairé la lanterne » de ceux d'entre vous qui étaient hésitants quant à l'utilisation de leur Minitel. Nous aborderons, dès le mois prochain, des choses plus originales et plus intéressantes, et nous vous rappelons que nous attendons vos remarques, suggestions, trucs et astuces pour publication dans cette rubrique comme expliqué dans notre numéro de mars.

C. BUGEAT

POUR MIEUX RECEVOIR UN EMETTEUR LOCAL

Pour être sélectifs, les récepteurs « ondes moyennes » doivent travailler avec une largeur de bande si étroite que les sons aigus de la modulation se trouvent passablement atténués. Or, lors de la réception d'une puissante station locale, le problème de la sélectivité ne se pose pas, et on peut donc adopter une plus forte largeur de bande. Comme le problème de la sensibilité ne se pose pas non plus, en pareil cas, on peut, de plus, se contenter d'un montage très simple, s'adaptant sans problème à l'entrée de n'importe quel amplificateur audio.



L'article cité contient la description de quatre circuits très simples de réception. Nous citons celui qui semble le mieux adapté à l'application envisagée. Il fonctionne avec un transistor à effet de champ ; n'importe quel type « canal N », à jonction, pourra convenir. La forte valeur de R_1 montre que la démodulation se fait sur le coude de blocage de la caractéristique $I_D = f(U_{GS})$. Simultanément, R_1 implique une contre-réaction en BF, ce qui garantirait, selon l'auteur, une excellente qualité de reproduction sonore.

Pour L_1 et L_2, l'auteur préconise un bobinage d'entrée récupéré sur un vieux récepteur (à tubes). Il semble, néanmoins, qu'on peut également faire appel à un petit bâtonnet de ferrite récupéré sur un récepteur de poche. On utilise son enroulement pour L_2, et on y ajoute L_1 sous forme de 4 à 6 spires de fil fin (Ø 0,01 à 0,6 mm) qu'on enroule à côté de celle des extrémités de L_2 qui se trouve connectée à la masse. Une antenne de quelques mètres suffit.

Quant au condensateur variable C_1, le mieux est, évidemment, d'utiliser celui qui avait été associé, à l'origine, au bobinage qu'on a récupéré. A défaut, un type semblable fera l'affaire, 350 + 120 pF par exemple. On en connectera les deux sections (celles de 350 et de 120 pF) en parallèle, pour être sûr de couvrir toute la gamme des ondes moyennes.

S'il n'est question, dans l'article original, que des ondes moyennes, c'est parce qu'il n'existe pas, sur ondes longues, d'émission en langue italienne. Ce qui n'empêche évidemment pas qu'on puisse, avec un bobinage ou un bâtonnet de ferrite correspondant, effectuer également des essais de réception sur les fréquences de France Inter, Europe I ou Radio Luxembourg.

Liste des composantes :

1 transistor (JFET) 2N 3819, 2N 3823, MPF 102, BF 244, BF 245 ou similaire.
C_1 : condensateur variable pour récepteur AM, diélectrique air ou plastique.
L_1/L_2 : bobinage de récupération (voir texte)
C_2 : 470 pF, céramique
C_3 : 100 nF, polyester ou polycarbonate
C_4 : 470 nF, polyester ou polycarbonate
R_1 : 27 kΩ
R_2 : potentiomètre (volume) 47 kΩ log.
R_3 : 6,8 kΩ

(F. Veronese, CQ Elettronica, Bologna, n° 10/82, p. 56).

RETOUR SUR LES CLAVIERS

Certains lecteurs se souviennent peut-être de l'article publié dans le n° de février et qui traitait entre autres choses de la réalisation entièrement personnelle d'un clavier.

L'encodeur, un peu particulier, avait, disions-nous, le gros inconvénient de nécessiter des touches à double contact !

Du moins c'était ce que nous croyions à ce moment, n'ayant pas suffisamment fait bouillir notre matière grise ! Une lettre d'un lecteur intéressé, et qui nous proposait deux montages permettant de revenir à des touches simples, fut l'étincelle qui, ramenant de vieux souvenirs, nous fit découvrir une solution très simple ! Du moins beaucoup plus que celles de cet aimable collaborateur ! (Qu'il soit cependant remercié pour son effort !).

La solution trouvée consiste à ajouter huit transistors, mais permet de supprimer pas mal de résistances et de condensateurs, nous allons le voir. De plus les touches à simple contact conviennent parfaitement, mais cela était précisément le but de la manœuvre !

La figure 1 rappelle le montage proposé dans le n° 1713. Nous y retrouvons les deux encodeurs 74148, le premier relié aux huit colonnes et le second aux huit lignes. T est l'une des 64 touches d'intersection lignes/ colonnes. Ses deux contacts permettent de mettre à 0 une colonne et une ligne.

R_1... R_9 sont deux résistances de tirage au +.

C_1... C_9 sont deux condensateurs d'antirebonds.

Et voici, en figure 2, le montage proposé, d'abord en utilisant le plus de composants possibles ! Chaque entrée colonne du premier 74148 est reliée au collecteur d'un transistor, normalement chargé par R_1. Au repos, le transistor est bloqué, l'entrée colonne du 74148 est donc à 1. La ligne est aussi à 1. Remarquons déjà que la série de condensateurs antirebonds de colonnes a disparu.

Appuyons sur la touche T. La ligne est alors reliée à la base de T_1 qui passe à + 0,6 V près au potentiel de l'émetteur, donc au niveau 0. De même pour la ligne, évidemment. Mais de plus, le transistor reçoit un courant de base de cette ligne, par R_9 et le 74148. Il conduit : sa tension collecteur tombe à 0 et, partant, la colonne aussi !

Conséquence : la ligne et la colonne concernés par la touche T sont bien passées à 0. C'est ce qu'il fallait pour activer l'électronique qui suit !

Les condensateurs de colonnes peuvent être supprimés puisque le niveau colonne est contrôlé par un transistor, composant naturellement sans rebonds !

Mais essayons de faire des économies de bouts de chandelle !

– Nous savons que toute entrée TTL « en l'air » passe à 1 : supprimons alors les résistances de tirage R_1... R_9... !

– Supprimons aussi cette résistance de retour de base de T_1, en partant du principe qu'un bon transistor au silicium ne fuit pratiquement pas, base en l'air.

– Supprimons les condensateurs C_1... à condition d'utiliser de bonnes touches à contact mécanique. Au besoin, augmenter la constante de temps de UV_1 (voir figure 9 du n° 1713) pour plus de sécurité antirebonds !

Il nous reste alors le montage de la figure 3 ! Difficile de faire plus simple ! Le plus bizarre... c'est que ça marche encore !

N.B. : Nous avions essayé de supprimer les touches... mais ça ne marchait plus !

F. THOBOIS

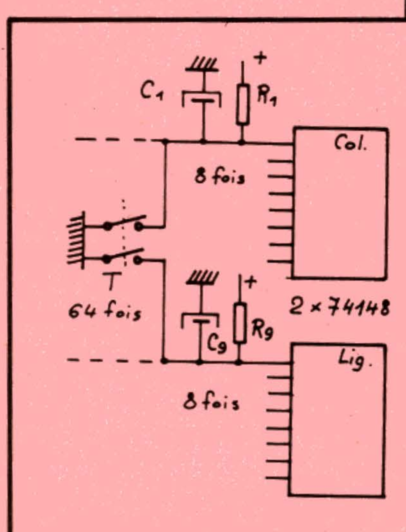


FIGURE 1. – Montage proposé dans le n° 1713 avec touches à double contact.

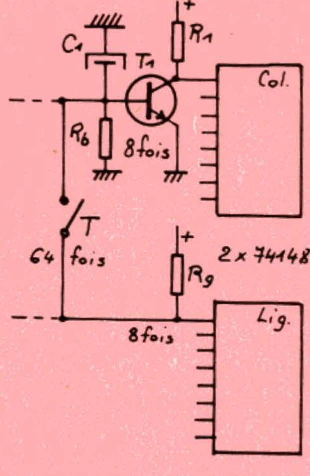


FIGURE 2. – Nouveau montage à touches simple contact. Version riche !

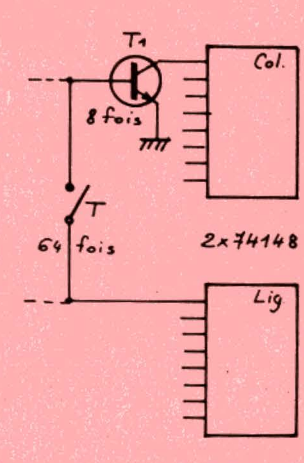
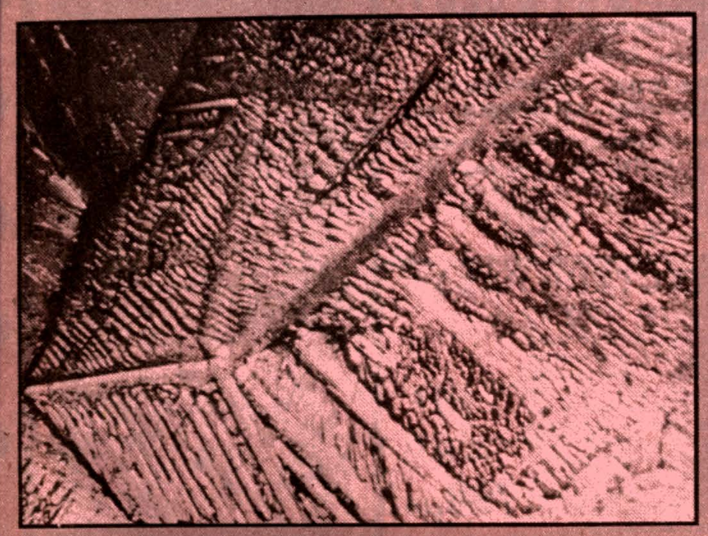


FIGURE 3 Même montage expurgé. Il suffisait d'y penser !

BLOC-NOTES

BIBLIOGRAPHIES

LA PHOTOMICROGRAPHIE
par Gérard Betton



Gérard Betton nous propose un guide pratique très complet destiné à tous les scientifiques et chercheurs qui, par nécessité professionnelle, recourent à la photomicrographie. Ce livre devrait rendre également d'importants services aux nombreux scientifiques, enseignants, amateurs avertis, et aussi aux artistes (photographes, peintres, décorateurs, etc.) ne disposant pas d'un équipement onéreux et perfectionné.

Gérard Betton nous explique comment on peut obtenir d'excellents résultats, surtout si l'on se limite à des agrandissements à la prise de vue de l'ordre de quelques dizaines, quatre ou cinq cents au plus, avec un simple appareil reflex 24 × 36 démuni de son objectif et n'importe quel microscope à la condition qu'il soit équipé d'une optique de bonne qualité.

Collection : Que sais-je ?

MICRO-INFORMATIQUE ET PME
par S. Arquié

Le sous-titre, « Pour une informatique réussie », résume parfaitement le but du livre : être l'indispensable auxiliaire du responsable de PME qui souhaite mener à bien l'informatisation de son entreprise.

Son auteur est diplômé de l'Essec. Après avoir été dirigeant de PME-PMI et avoir connu les problèmes de l'informatisation du côté des utilisateurs, il est actuellement gérant d'une société de services et conseils en informatique. C'est de la volonté de partager cette double expérience qu'est né le livre. De l'étude des besoins au choix du matériel, des logiciels au financement, tous les problèmes liés à l'informatisation y sont abordés, non pas sous l'angle de la technique mais sous celui de la gestion de l'entreprise.

Editeur :
E.T.S.F., Collection Micro-Systèmes n° 20.

QUELLE ANTENNE CHOISIR ?
Radioamateur, CB, radiocommande, radio, TV
par P. Duranton

L'antenne, élément essentiel de toute chaîne radio-électrique, pose souvent un problème de choix, tant est grande la diversité des modèles proposés. De l'antenne « long fil » aux antennes paraboliques, en passant par les antennes yagi, cet ouvrage présente un éventail très large des matériels, classés par type d'utilisation et accompagnés de tous les conseils utiles à leur mise en œuvre.

Vous y trouverez sans difficulté le modèle d'antenne le mieux adapté à votre problème. Les principaux thèmes abordés sont : critères de choix d'une antenne, ondes longues et VLF, ondes moyennes, ondes courtes (1 à 30 MHz), C.B., ondes métriques VHF/UHF, télévision, hyperfréquences, réception de satellites, réglage des antennes pour mobiles, mesure du TOS et du ROS, abaques...

Editeur : E.T.S.F.

LES CIRCUITS FONDAMENTAUX DE L'ELECTRONIQUE

LES OSCILLATEURS

En dehors des articles d'initiation, qui permettent un premier abord avec l'électronique et ses circuits, et en complément à ces derniers, il est bon de s'adresser aux amateurs avertis et aux techniciens avec une approche plus poussée de l'étude des phénomènes et des lois qui régissent les montages fondamentaux. C'est l'objet de cette série d'articles qui commencera par les oscillateurs, articles à la fois plus théoriques que ceux destinés à l'initiation mais qui resteront pratiques au niveau des remarques et des réflexions qu'ils amènent et provoquent.

Nous aborderons ci-après l'oscillateur RC à déphasage.

Principe

Il est constitué d'un amplificateur de gain G_o, supposé constant et indépendant de la fréquence, et d'un réseau de réaction, de coefficient de transmission $\beta = V_R/V_s$. L'accrochage de l'oscillateur est obtenu pour une fréquence f_o telle que la condition d'oscillation est respectée, soit βG_o (gain en boucle ouverte) = 1. L'amplificateur ayant un gain G_o, le réseau de réaction doit avoir un gain égal à $-1/G_o$ (fig. 1) et l'accrochage se produira à la fréquence où ce réseau déphase de π.

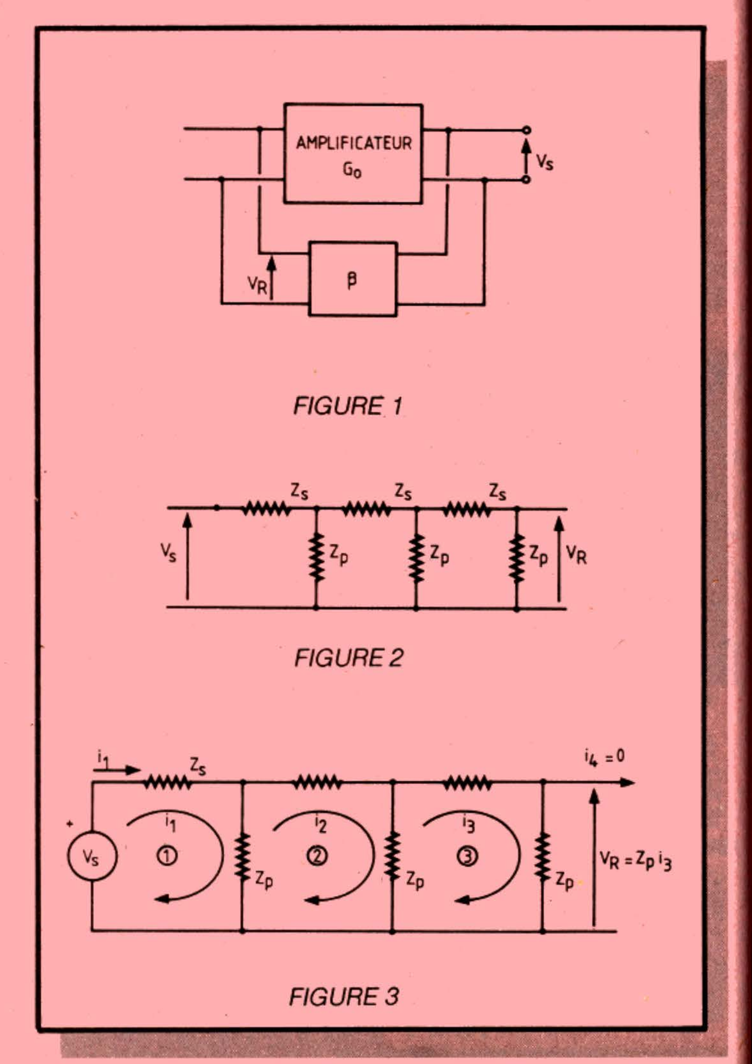
Le réseau déphaseur

De nombreux schémas sont possibles pour le réseau déphaseur. Nous traiterons un cas relativement général avec un réseau à trois cellules identiques montées en cascade et constituées chacune d'une impédance série Z_s et d'une impédance parallèle Z_p (fig. 2).

Si nous supposons que l'amplificateur a une très grande impédance d'entrée et une très faible impédance de sortie, la tension d'entrée se confond avec celle du générateur d'attaque et le courant de sortie est nul. Pour évaluer le rapport $\beta = V_R/V_s$, plusieurs méthodes sont à notre disposition : méthode des nœuds, méthode des mailles, remplacement du générateur d'attaque successivement par plusieurs générateurs de Thévenin ou de Norton pour réduire progressivement le circuit... Nous choisirons la méthode des mailles suivant la figure 3, ce qui nous donne* :

$$\begin{cases} \text{Maille 1 : } V_s = (Z_s + Z_p)\, i_1 - Z_p i_2 & (1) \\ \text{Maille 2 : } (2\,Z_p + Z_s)\, i_2 - Z_p i_1 - Z_p i_3 = 0 & (2) \\ \text{Maille 3 : } (2\,Z_p + Z_s)\, i_3 - Z_p i_2 = 0 & (3) \end{cases}$$

* Les quantités imaginaires, telles que Z_s, Z_p, V_s, V_R,... sont écrites sans barre sur le symbole comme le voudrait l'usage ($\overline{Z}_s$, par exemple), puisqu'ici il n'y a pas de confusion possible.



relations auxquelles s'ajoute :

$Z_p i_3 = V_R$ (4)

A partir de (1) (2) (3) et (4), il est possible de calculer β. Pour ne pas surcharger les calculs, donnons la marche à suivre : i_3 tiré de (4) est porté dans (3), ce qui permet d'obtenir i_2. Cette dernière valeur, portée dans (2), permet d'aboutir à i_1 :

$$i_1 = [(Z_s/Z_p)^2 + 4\,(Z_s/Z_p) + 3]\, V_R/Z_p \quad (5)$$

valeur qui, portée dans (1), conduit à :

$$\beta = \frac{V_R}{V_s} = \frac{1}{(Z_s/Z_p)^3 + 5(Z_s/Z_p)^2 + 6(Z_s/Z_p) + 1} \quad (6)$$

Dans ces conditions, on doit avoir :

$$6\,(Z_s/Z_p) + (Z_s/Z_p)^3 = 0 \quad (7)$$

soit : $(Z_s/Z_p)^2 = -6$ (8)

Si $Z_s = R$ et $Z_p = 1/j\,C\omega$, la condition (8) s'écrit :

$R^2C^2\omega_0{}^2 = 6$, soit $f_o = \sqrt{6}/2\pi\,RC$ (9)

Si $Z_s = 1/j\,C\omega$ et $Z_p = R$, nous aurons $f_o = 1/\sqrt{6}\,.\,2\pi RC$.

2° Pour la partie réelle de β, à la fréquence f_o, nous avons :

$$\beta = \frac{1}{5\,(Z_s/Z_p)^2 + 1} \quad (10)$$

et, puisque $(Z_s/Z_p)^2 = -6$ d'après (8), $\beta = -1/29$.

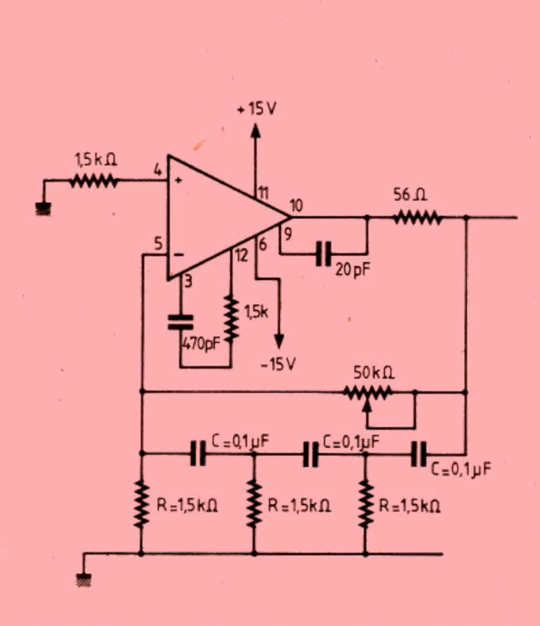


FIGURE 4. – Oscillateur « phase shift » à amplificateur opérationnel (709) d'après J. Auvray.

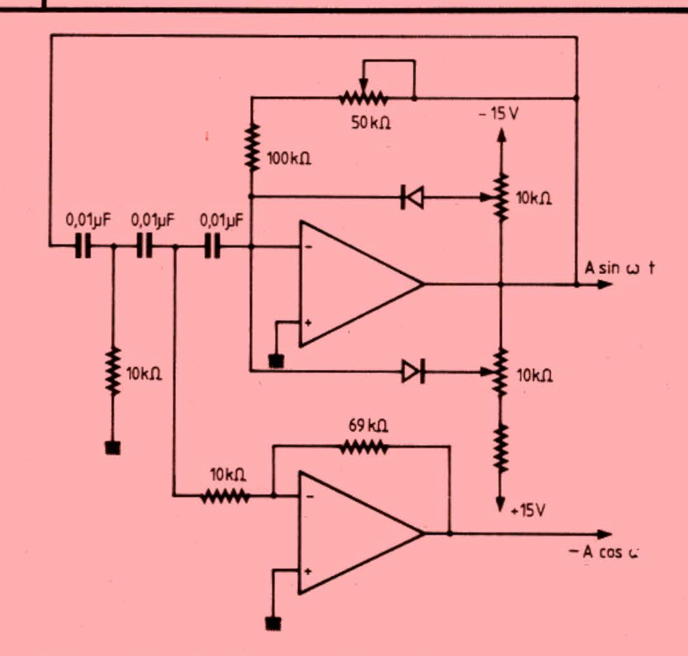


FIGURE 5. – Oscillateur « phase shift » d'après Tobey. Les potentiomètres de 10 kΩ sont ajustés pour la symétrie de l'onde.

L'oscillateur : première approche

Si $Z_s = R$ et $Z_p = 1/j\,C\omega$, nous avons un oscillateur « à ligne à retard » et, si $Z_s = 1/j\,C\omega$ et $Z_p = R$, un oscillateur « à ligne à avance », ces appellations étant expliquées par le sens du déphasage du courant sur la tension suivant le type de configuration de cellules employées : RC ou CR.

La condition de l'accrochage de l'oscillateur : $\beta G_o = 1$ nécessite à la fois :

- que la partie imaginaire de βG_o soit nulle (déphasage égal à $\pm\,\pi$ suivant le type de cellule), ce qui fixe la fréquence f_o de l'oscillation ;
- que la partie réelle de βG_0 soit égale à 1, ce qui conduit à la valeur minimale de G_0 permettant l'amorçage des oscillations.

1° En ce qui concerne la partie imaginaire, elle provient des puissances impaires du rapport Z_s/Z_p (puisque $j = j^3 = j^5 \ldots$ alors que $j^2 = j^4 = j^6 \ldots = -1$).

La valeur du gain nécessaire pour amorcer les oscillations est donc de – 29 (le signe – signifiant que l'amplificateur déphase de π).

Nous avons utilisé trois cellules, nombre minimal, puisque chacune d'elles – en dehors de conditions limites – ne peut déphaser de $\pi/2$ et qu'il en faut donc au moins trois pour obtenir un déphasage de π. Mais il n'est pas interdit d'utiliser un nombre de cellules supérieur. Avec quatre cellules, le calcul mené de la même façon que ci-dessus conduit à :

$(Z_s/Z_p)^2 = -10/7$, pour déterminer f_o

et à $\beta = \dfrac{1}{(Z_s/Z_p)^4 + 15\,(Z_s/Z_p)^2 + 1}$, pour le gain nécessaire

soit $\beta \simeq -1/18{,}5$ et $G_0 = -18{,}5$

L'oscillateur à déphasage, avec les hypothèses de départ que nous avons faites : amplificateur de gain G_0 constant et indépendant de la fréquence, très grande impédance d'entrée, très faible impédance de sortie... s'avère très facile à

mettre en œuvre à partir d'un « ampli op » qui possède toujours un gain suffisant pour que la condition $\beta\ G_0 = 1$ soit satisfaite.

Nous donnons figures 4 et 5 deux exemples de réalisations qui ne demandent pas de précautions spéciales.

Pour rendre le montage à fréquence variable, on pourra préférer un dispositif avec $Z_p = 1/j\ C\omega$ qui autorise alors l'emploi d'un condensateur variable à trois cages, les lames mobiles de chacune des sections étant mises à la masse, il sera possible de faire varier simultanément les trois valeurs, égales entre elles, de C.

Par ailleurs, nous avons :

$$-i_c = \frac{V_s}{R_c} + i_1$$

$$= \frac{V_s}{R_c} + \underbrace{[(Z_s/Z_p)^2 + 4\,(Z_s/Z_p) + 3]\ V_R/Z_p}_{\text{d'après (5)}}$$

soit :

$$-i_c = \frac{V_s}{R_c} + [(Z_s/Z_p)^2 + 4\,(Z_s/Z_p) + 3]\ .\ \beta V_s/Z_p$$

d'où : $\beta' = -\frac{i_b}{i_c}$

$$= \frac{\beta\ V_s/Z_p}{(V_s/R_c) + [Z_s/Z_p)^2 + 4\,(Z_s/Z_p) + 3]\ (\beta\ V_s/Z_p)}$$

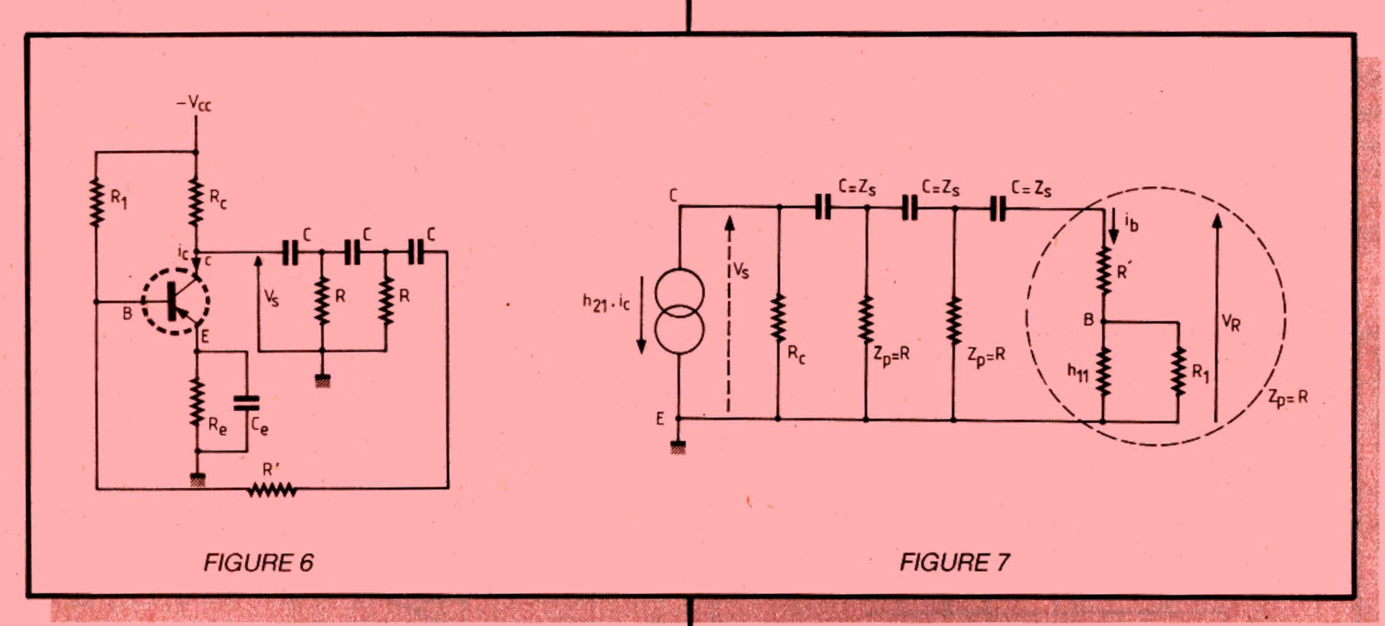


FIGURE 6

FIGURE 7

L'oscillateur à transistor

Nous pouvons également envisager un oscillateur à déphasage avec un transistor, mais alors nos hypothèses de départ doivent être revues, en particulier à cause de la résistance de charge R_c qui fait que l'impédance de sortie n'est plus de faible valeur (fig. 6) et que l'impédance d'entrée h_{11} du transistor n'est plus très grande ; il faut donc intercaler en série avec Z_s ($Z_s = 1/j\ C\omega$ si $Z_p = R$) une résistance R' telle que R', en série avec h_{11} et R_1 mis en parallèle, soit égale à $Z_p = R$. Ce qui revient à considérer le schéma équivalent de la figure 7.

Il est bon de préciser cet aspect des choses car nombre de réalisateurs s'imaginent, à partir des résultats théoriques de la première approche faite ci-dessus, qu'il suffit d'avoir un amplificateur de gain supérieur à 29 pour que « ça marche » à tous les coups. En fait, il n'en est rien et il faut disposer, quelquefois, de gains bien plus importants pour que le montage soit en état d'osciller. Origine de ces déboires : la valeur de R_c vis-à-vis de R.

Nous considérerons donc la figure 7 pour évaluer $\beta' = -(i_b/i_c) = h_{21}$.

$$i_b = \frac{V_R}{Z_p} \qquad (11)$$

i_b étant le i_3 de (4).

$$= \frac{1}{\frac{1}{\beta} \cdot \frac{Z_p}{R_c} + (Z_s/Z_p)^2 + 4\,(Z_s/Z_p) + 3}$$

ou, en définitive, en posant $(Z_s/Z_p) = a$:

$$\beta' = \frac{1}{(a^3 + 5a^2 + 6a + 1)\,(Z_p/R_c) + a^2 + 4a + 3.} \qquad (12)$$

Comme précédemment, la condition de l'accrochage de l'oscillateur : $\beta' G_0 = 1$ nécessite à la fois la nullité de la partie imaginaire de β' et l'égalité $\beta' G_0 = 1$ de la partie réelle de β', ce qui conduit, si $Z_p = R$, à :

1° $(a^3 + 6a)\,(R/R_c) + 4a = 0$

ou $a^2 = -[6 + 4\,(R_c/R)]$ (12 bis)

et à : $\frac{1}{R^2C^2\omega'^2_0} = 6 + (4R_c/R)$

$$\text{d'où } \omega'_0 = \frac{1}{RC\sqrt{6}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{2}{3} \cdot \frac{R_c}{R}}}$$

- Pour $R_c = 0$, on retrouve le résultat de (9), celui d'une source de tension de résistance interne nulle : $\omega'_0 = \omega_0$

et $f'_0 = \frac{\omega'_0}{2\pi} = f_0$

- Pour $R_c \neq 0$: $f'_0 = \frac{f_0}{\sqrt{1 + \frac{2}{3} \cdot \frac{R_c}{R}}} < f_0$ (13)

2° Pour la partie réelle de β', il faut envisager au dénominateur comme précédemment :

$(5a^2 + 1)(R/R_c) + a^2 + 1.$

Si nous remplaçons a^2 par sa valeur tirée de (12 bis), il vient :

$-[29(R/R_c) + 4(R_c/R) + 23]$

ce qui conduit à :

$$\beta' = \frac{1}{29(R/R_c) + 4(R_c/R) + 23} \qquad (14)$$

Les deux termes 29 (R/R_c) et 4 (R_c/R) ont un produit constant : en conséquence leur somme sera minimale quand ils seront égaux (il en est de même du périmètre d'un rectangle : celui-ci, à surface constante, sera minimal quand ce restangle sera un carré, avec deux côtés consécutifs égaux).

Dans ces conditions :

$29(R/R_c) = 4(R_c/R)$, soit $(R_c/R) = \sqrt{29}/2 \simeq 2{,}7$.

β' est alors maximal et vaut environ 1/45, ce qui signifie que, pour que l'amorçage des oscillations se produise, G_0 doit être au moins égal à 45.

Mais pour des valeurs plus petites de R_c, ou plus grandes de R, et telles que $R_c \ll R$, il faudra un gain G_o plus important :

Supposons $R_c = 2{,}7\ k\Omega$ et $R = 8{,}2\ k\Omega$, il vient, d'après (14) : $\beta \simeq 0{,}0096$, et nous devrons avoir : $G_0 = 104$.

En conséquence, il faudra rester vigilant et ne pas se contenter des résultats de la théorie simplifiée qui conduit à $G_0 = 29$.

De même pour le calcul de ω'_0 – qui n'est pas toujours égal à ω_0 – et qui, de toute façon, dépendra aussi, par exemple, de la température et des tolérances sur R et C, qui ont leurs valeurs respectives comprises dans une certaine fourchette de valeurs limites.

Nous continuerons ce survol des oscillateurs dans les prochains numéros, en espérant que cette série d'articles donnera matière à réflexion.

Ch. PANNEL

Bibliographie

- R. DUGEHAULT : *Applications pratiques de l'amplificateur opérationnel,* 3e édition, ETSF, 1978.
- A. PELAT : *Pratique de l'amplificateur opérationnel,* tome II, Masson, 1983.
- TOBEY, GRAEME, HUELSMAN : *Operational amplifiers,* McGraw Hill, 1971.
- J. AUVRAY : *Cours d'électronique,* C_3, Université Paris VI, 1970-1971.



RETOUR SUR LA PLATINE HF 6 SF II

Modification des valeurs d'accord du VCO

Pour obtenir beaucoup plus facilement un signal reçu, en sortie du RX9, de bonne qualité, avec paliers plus horizontaux, nous conseillons la modification suivante :

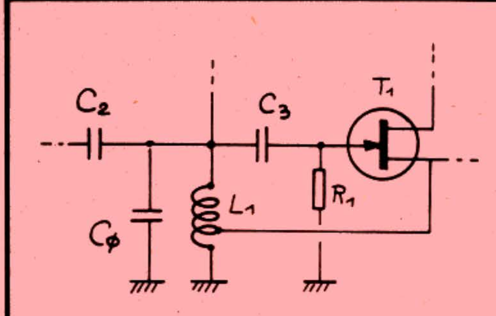


FIGURE 1. – Amélioration de HF6-SF II.

• En version 72 MHz

Remplacer C_2 de 27 pF par 12 pF.
Remplacer C_3 de 18 pF par 10 pF.
Ajouter C_0 de 18 pF, en parallèle sur L_1 (entre le point commun C_2, C_3, L_1 et masse).

N.B. – Cette modification a pour but une diminution de la pente MHz/volt du VCO. Elle oblige à augmenter le niveau BF par P, de manière à retrouver un swing normal. On peut être conduit à diminuer la valeur de R_1 (de 22 kΩ à 10 kΩ par exemple) dans ce but.

Le réglage du VCO est plus pointu, mais la qualité est nettement meilleure. La stabilité en température reste très bonne. Les condensateurs C_0, C_2, C_3 peuvent être des NPO.

• En version 41 MHz

Voici la liste des valeurs remplaçant celles du 72 MHz :

C_0 : 12 pF	C_7 : 27 pF	C_{16} : 12 pF
C_2 : 22 pF	C_9 : 27 pF	C_{17} : 6.8 pF
C_3 : 22 pF	C_{12} : 27 pF	C_{18} : 100 pF.

Autres valeurs inchangées.

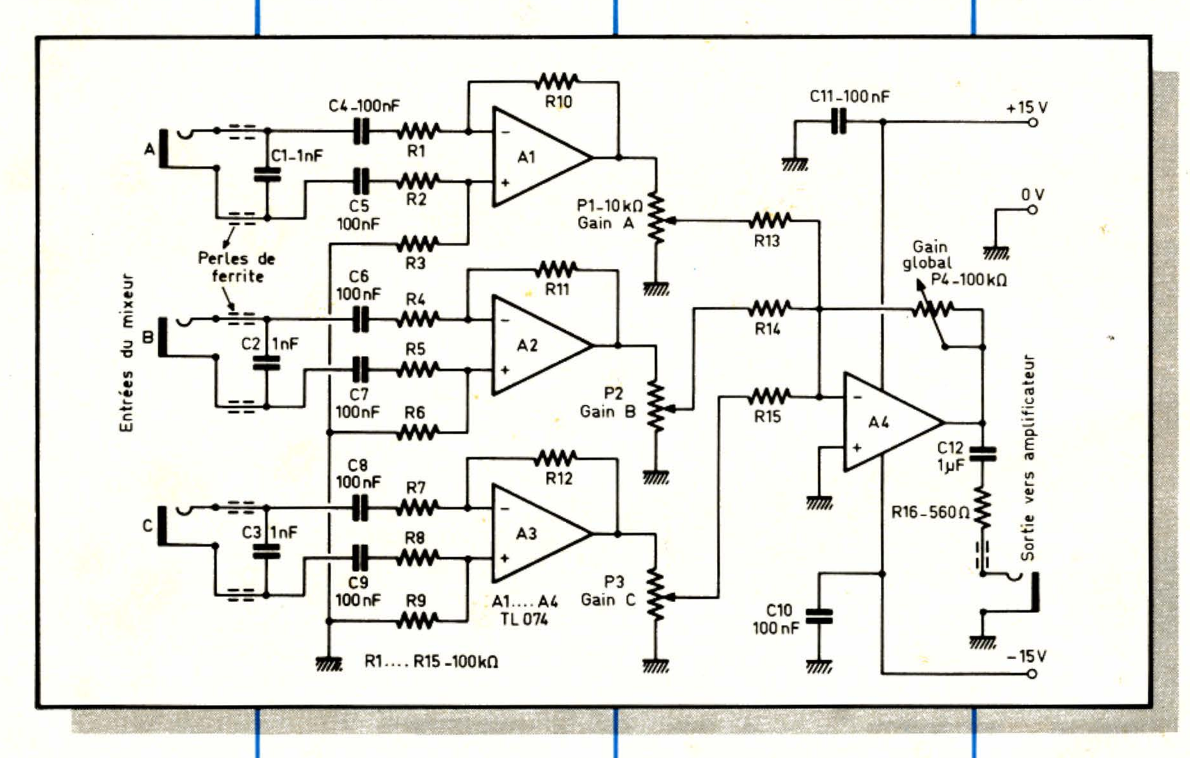
N.B. – C_{18} mesure bien 6.8 pF et non 68 pF, en 72 MHz. Les bobines 41 MHz sont à commander à l'auteur, comme en 72 MHz.

F. THOBOIS

PUPITRE DE MIXAGE ANTI-MODE-COMMUN

Doser le mélange de trois voies audio, cela peut-être, en principe, un simple montage sommateur, c'est-à-dire quelque chose de nettement moins complexe que le schéma ci-contre. Cependant, si vous l'avez déjà expérimenté, ce sommateur si simple, avec des câbles d'entrée relativement longs et dans un environnement quelque peu perturbé par du 50 Hz, vous aurez constaté que ce n'est pas parfait. En effet, une boucle de masse peut capter la fréquence de l'EdF, et occasionnellement même celles de TdF.

Le remède, c'est celui de la « masse flottante », câble dont le blindage externe est à la masse, mais dont aucun des deux conducteurs internes ne l'est, ni d'un bout, ni de l'autre. Bien entendu, cela demande une adaptation au passage vers l'amplificateur, dont le châssis sera à la masse. Pour cela, le transformateur à tôles mumétal est l'idéal pour le vendeur de ce type de matériel, car un tel transformateur est très cher. L'utilisateur préférera le montage reproduit ci-contre, où chaque voie aboutit à un amplificateur opérationnel qui est monté en « réjecteur de mode commun ». Cette solution est plus économique que celle du transformateur, tout en offrant une bande passante plus large, à tel point qu'il convient de placer des perles de ferrite dans les entrées, pour éviter toute perturbation par fréquence radiophonique.



J. Michaël, Electronic Engineering, Londres, Mars 1984, p. 31)

Liste du matériel

1 amplificateur opérationnel (quadruple BIFET) TL 074

3 condensateurs 1 nF (C_1 à C_3)

8 condensateurs 100 nF (C_4 à C_{11})

1 condensateur 1 μF non polarisé (C_{12})

15 résistances 100 kΩ (R_1 à R_{15})

1 résistance 560 Ω (R_{16})

3 potentiomètres 10 kΩ (P_1 à P_3)

1 potentiomètre 100 kΩ (P_4)

INITIATION A LA PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE

MONOSTABLE ET TRIGGER DE SCHMITT

Le monostable est un circuit ayant seulement un état stable, mais pouvant basculer dans un second état dit « quasi stable » s'il reçoit une impulsion extérieure.
La durée de cet état quasi stable est fonction du circuit RC qui lui est associé. Il en résulte, à la sortie du monostable, une tension de + 5 V (monostable TTL). La durée de celle-ci est donnée par la formule : t = 0,7 × R × C (pour le monostable 74121) ou t = 0,3 × R × C (pour les 74122 et 74123). Il existe une limitation des valeurs de R et de C.

On distingue également les monostables non redéclenchables et les redéclenchables. Les premiers ignorent les impulsions reçues lorsqu'ils sont dans leur état quasi stable.
Le trigger de Schmitt est aussi un montage bistable, dont la tension de sortie atteint une amplitude constante dès que le signal d'entrée dépasse un certain seuil. Le trigger de Schmitt est très utile pour remettre en forme un signal rectangulaire distordu, ou pour transformer une tension sinusoïdale en tension rectangulaire de même fréquence.

Qu'est-ce qu'un monostable ?

C'est un circuit s'apparentant aux bascules, et possédant la propriété de fournir à sa sortie, dès qu'il est excité, un signal rectangulaire unique dont la durée est fonction d'un ensemble résistance-condensateur qui lui est associé.

Les monostables sont très utilisés en électronique, surtout lorsqu'on désire obtenir des signaux rectangulaires de durée variable, pour obtenir une temporisation ou encore pour retarder une impulsion.

Principe du monostable

Tout comme les autres circuits logiques, la sortie d'un monostable peut prendre deux niveaux : zéro ou un. Mais la différence avec les autres types de bascule est que le monostable possède seulement un état stable : l'état « repos », dans lequel il peut rester indéfiniment. Son état « travail » est quasi stable. Il survient dès l'arrivée d'une impulsion de déclenchement sur son entrée. Le monostable reste dans cet état pendant un temps déterminé, après quoi il revient à son état primitif. C'est la durée de cet état quasi stable qui est fixée par la constante de temps du circuit résistif-capacitif qui lui est associé.

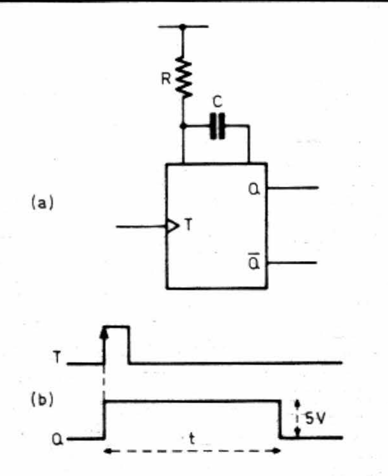


FIGURE 1. – Représentation d'un monostable (a) avec ses signaux d'entrée et de sortie (b). La tension de sortie a une amplitude de 5 V (monostable TTL).

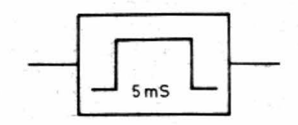


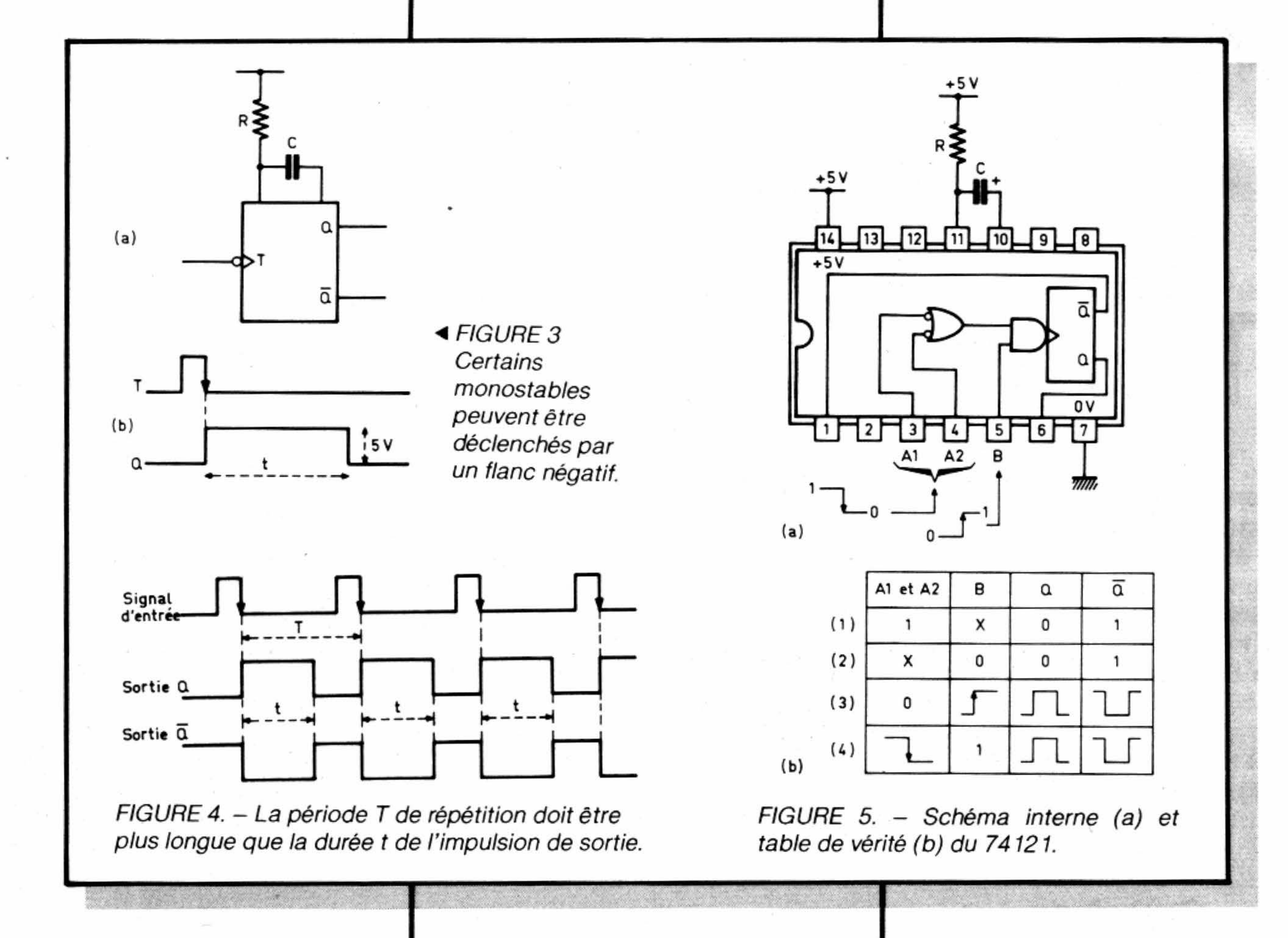
FIGURE 2. – Représentation officielle d'un monostable.

Dans un monostable intégré, la résistance et le condensateur sont extérieurs au circuit intégré. Généralement, on représente l'ensemble comme sur la figure 1a. Le monostable a la forme d'un rectangle, avec une entrée T (pour le déclenchement) et deux sorties (Q et $\overline{Q}$). Les composants R et C apparaissent également sur le dessin.

Il existe aussi une représentation plus ou moins officielle, sous la forme d'un carré dans lequel est dessinée une impulsion avec la mention de sa durée (fig. 2).

Normalement, c'est-à-dire à l'état repos, la sortie Q = 0 et $\overline{Q}$ = 1. Dès l'apparition d'un signal positif sur T (ou plus précisément lorsque le signal sur T passe de 0 à 1), Q passe lui aussi au niveau haut. La période t de cet état quasi stable est une fonction directe du produit RC (fig. 1b).

Notons que certains modèles de monostables peuvent être commandés par le flanc descendant de l'impulsion de



◄ *FIGURE 3 Certains monostables peuvent être déclenchés par un flanc négatif.*

FIGURE 4. – La période T de répétition doit être plus longue que la durée t de l'impulsion de sortie.

	A1 et A2	B	Q	Q̄
(1)	1	X	0	1
(2)	X	0	0	1
(3)	0	↑	⊓	⊔
(4)	↓	1	⊓	⊔

FIGURE 5. – Schéma interne (a) et table de vérité (b) du 74121.

commande. Dans ce cas, la représentation du monostable est légèrement différente (fig. 3).

Dans les deux types, au bout du temps t, la sortie Q retourne au niveau zéro où elle restera jusqu'à l'apparition d'une autre impulsion à l'entrée T.

La répétition régulière du top de déclenchement permet d'obtenir une suite de signaux rectangulaires de longueur variable (fig. 4). Evidemment, le signal de sortie doit avoir une période t plus courte que la période de répétition T des flancs négatifs des impulsions de commande.

Si une impulsion apparaît lorsque Q = 1, elle est ignorée si le monostable est du type « non-redéclenchable » (cette expression sera expliquée plus loin).

Monostables intégrés

Il existe dans la gamme TTL trois monostables intégrés intéressants : le 74121, le 74122, modèle redéclenchable avec remise à zéro, et le 74123 renfermant deux monostables redéclenchables, également avec remise à zéro.

Ces monostables contiennent des opérateurs logiques additionnels permettant des emplois multiples de déclenchement.

Le monostable 74121

Nous prendrons comme premier exemple ce monostable dont le schéma interne est donné figure 5a. Il est dans un boîtier TO 116 ; son alimentation se fait par les broches 14 (+ 5 V) et 7 (0 V). Nous voyons qu'il possède trois entrées A_1, A_2 et B.

Il est peut-être bon de rappeler que le petit cercle à l'entrée de l'opérateur OU est une négation. En désignant par X la sortie de cette porte, son équation est : $X = \overline{A_1} + \overline{A_2}$, à ne pas confondre avec l'équation $X = \overline{A + B}$ d'un NOR.

Ainsi, dans le cas présent, si $A_1 = 0$ et $A_2 = 1$, la sortie X est 1. Pour un NOR, si nous avons A = 0 et B = 1, la sortie X a pour valeur zéro.

Revenons au 74121. Si les entrées A_1 et A_2 sont à la masse (zéro logique), il en résulte un niveau 1 à l'une des entrées de la porte ET. De cette façon, l'entrée B peut déclencher le monostable s'il reçoit un flanc positif (passage d'un niveau 0 à un niveau 1).

Une autre façon de déclencher est de connecter d'abord l'entrée B au + 5 V (niveau logique haut). Le déclenchement s'opère alors si A_1 et/ou A_2 passent du niveau 1 au niveau 0.

Ces modes de déclenchement sont regroupés sur la table de vérité de la figure 5b.

La première ligne de cette table nous montre que si A_1 et A_2 sont à l'état 1, la sortie Q du monostable reste à l'état zéro, quel que soit le niveau de B (rappelons qu'un X signifie 1 ou 0 indifféremment).

La ligne (2) nous indique que Q reste également à 0 si l'entrée B est au niveau logique bas, et cela quel que soit le signal logique en A_1 et A_2.

FIGURE 6. – *L'impulsion X est retardée d'un temps T_2. En (c) est représentée la disposition des composants sur une plaque de connexions.*

Les deux autres lignes nous montrent les conditions de basculement du monostable. En (3), A_1 et A_2 sont à la masse ; le monostable se met à l'état travail dès l'apparition d'un flanc positif sur B. En (4), B est relié au + 5 V ; le déclenchement s'opère dès qu'une transition négative apparaît sur les deux autres entrées.

En résumé, le 74121 peut se déclencher indifféremment sur le flanc positif ou négatif d'une impulsion. Tout dépend par où entre le signal.

Une des applications de ces monostables est de retarder une impulsion. Il suffit de câbler l'un derrière l'autre deux 74121. L'impulsion de durée t_1 est retardée d'un temps t_2 (fig. 6).

Lorsque l'entrée B du premier monostable reçoit le flanc positif de l'impulsion X, la sortie Q passe de 0 à 1 pendant un temps déterminé par le circuit R_1-C_1. Au moment où la sortie Q du premier monostable revient au niveau bas, il y a basculement du deuxième monostable celui-ci reste dans son état quasi stable pendant le temps t_1, déterminé par la valeur de R_2 et C_2.

Le 74121 est de type « non redéclenchable », c'est-à-dire qu'il ignore les signaux de déclenchement reçus pendant sa période quasi stable. La figure 7 résume la différence entre les deux types de monostables. En (1), sont représentés deux signaux d'attaque très rapprochés. En (2), il s'agit du signal de sortie d'un non redéclenchable de période t. La seconde impulsion est ignorée. En (3), le signal de sortie est celui d'un redéclenchable de même période t. Ce monostable a basculé dès l'apparition de la première impulsion. Il tient compte de la seconde de telle

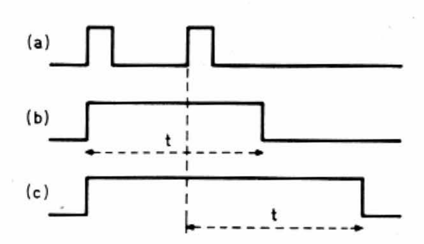


FIGURE 7. – Pour un même signal d'entrée (a), la tension de sortie peut être différente pour un monostable non redéclenchable (b) ou redéclenchable (c).



FIGURE 8. – Rebondissements à la fermeture d'un interrupteur. Un monostable « non redéclenchable » basculera à la première pointe et ne sera pas affecté par les suivantes.

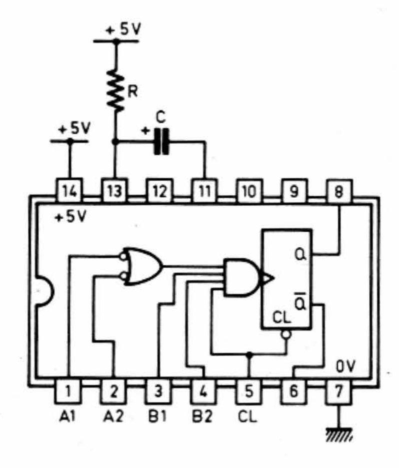


FIGURE 9
Schéma interne du 74122.

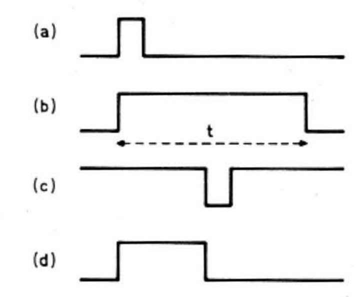


FIGURE 10. – Redéclenchement du 74122. En (a), un signal est appliqué à l'entrée. La tension de sortie (b) est inchangée si CL = 1. Dès qu'apparaît le niveau zéro sur l'entrée CL (c), la tension de sortie retombe à zéro (d).

sorte que sa sortie Q reste à l'état haut plus longtemps ; elle repasse à zéro au bout d'un temps t après l'apparition de cette seconde impulsion.

L'avantage d'un non redéclenchable est de bloquer les impulsions parasites survenant lorsque le contact d'un interrupteur se fait avec des rebondissements (fig. 8). Ceux-ci pourraient rallonger le basculement.

Le monostable 74122

Il est du type « redéclenchable » (en anglais : retriggerable) avec remise à zéro. Sa représentation interne est donnée figure 9. Il possède quatre entrées A_1, A_2, B_1 et B_2.

Connaissant le fonctionnement du 74121, nous voyons que ce modèle peut se déclencher par une transition de 1 à 0 (flanc négatif) sur les entrées A_1 et A_2 (B_1 et B_2 étant reliées au + 5 V ou encore laissées « en l'air »). Il peut aussi basculer sur un flanc positif (transition de 0 à 1) quand il est attaqué par les entrées B_1 et B_2 (A_1 et A_2 étant reliées au 0 V).

La commande de remise à zéro est marquée CL. Elle est au niveau 1 en fonctionnement normal. Si elle passe à 0, le circuit revient immédiatement à l'état repos, même en pleine période travail.

Cette opération est expliquée sur la figure 10. Les points A_1 et A_2 sont reliés à la masse, de telle sorte que le monostable est déclenché à travers B_1 et B_2. Sur le diagramme des temps de cette figure, le signal de déclenchement est donné sur la ligne du haut. La suivante représente le signal si CL = 1. Dès l'apparition du niveau zéro sur l'entrée CL (troisième ligne), la sortie Q repasse immédiatement à zéro (quatrième ligne).

La table de vérité donnée figure 5 reste valable pour ce type de monostable à condition que CL = 1.

Citons une application possible du 74122 : le contrôle d'un train d'impulsions espacées régulièrement. Il suffit que la période du monostable soit légèrement plus longue que l'espacement de ces impulsions à contrôler. Une diode électroluminescente étant reliée à la sortie Q reste allumée aussi longtemps que ces impulsions sont présentes.

Le 74123 possède l'avantage de contenir deux monostables redéclenchables identiques à celui du 74122, mais ayant seulement une entrée A et une entrée B (fig. 11).

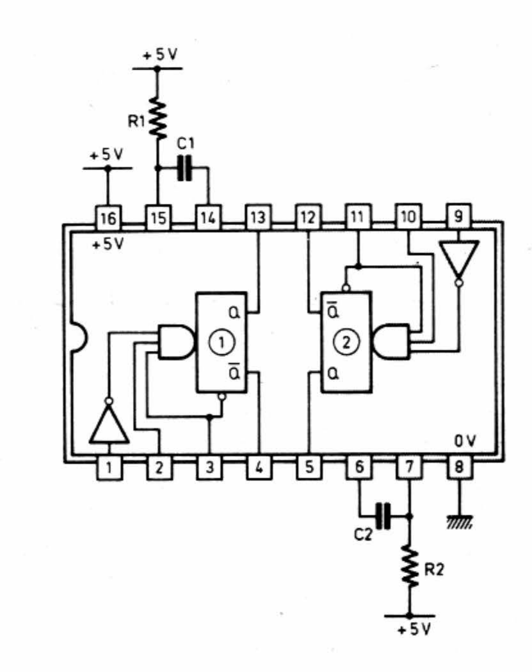


FIGURE 11. – Schéma interne du 74123.

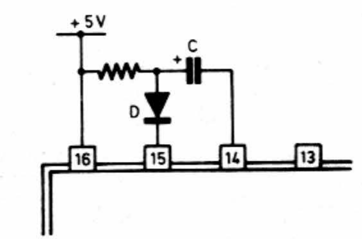


FIGURE 12. – Pour les grandes valeurs de C, le point commun RC+ est relié au circuit intégré à travers une diode.

Calcul de R et de C

Avant de mettre le circuit sous tension, plusieurs questions se posent encore à l'utilisateur : comment choisir les valeurs de R et de C ? Quelle doit être l'amplitude et la durée de l'impulsion de déclenchement ? Quelles sont les limites (minimale et maximale) de la durée du signal de sortie ?

A cette dernière question, la réponse est (pour le 74121) : t = 0,7 × R × C, avec t en secondes, R en ohms et C en farads. La valeur de la résistance doit se situer entre 1 400 Ω et 40 kΩ, tandis que C peut prendre n'importe quelle valeur, pourvu qu'elle soit inférieure à 1 000 µF. Ainsi la durée maximale de l'impulsion est : $0,7 \times 40 \times 10^3 \times 10^{-3}$, soit 28 secondes.

Mais si nous voulons une impulsion de sortie d'une milliseconde et que nous disposons d'une résistance de 27 kΩ, la valeur du condensateur sera :

$$C = \frac{t}{0,7 \times R} = \frac{0,001}{0,7 \times 27\,000}$$

soit de l'ordre de 50 nF.

L'impulsion la plus courte (30 ns pour le 74121) est obtenue sans composant extérieur. La cosse n° 9 du 74121 est, dans ce cas, reliée au + 5 V, les cosses 10 et 11 restant non connectées.

Quant à l'impulsion de déclenchement, son amplitude doit être de 5 V et sa durée au moins égale à 50 ns.

Pour les circuits 74122 et 74123, la formule pour le calcul de la durée du signal de sortie se complique. On peut quand même la simplifier en écrivant : t = 0,3 × R × C, avec toujours comme unité : la seconde, l'ohm et le farad. La résistance R doit se situer entre 5 kΩ et 50 kΩ, tandis qu'il n'y a pas de limite pour le condensateur C. En revanche, si ce dernier est du type électrolytique ou bien si sa valeur dépasse 1 000 µF, il est conseillé : primo, de choisir une valeur de R inférieure à 30 kΩ, secundo, de brancher une diode de protection (1N4151 ou similaire), comme le montre la figure 12 pour le 74123. La même remarque est valable pour le 74122.

Pour les durées les plus courtes de signaux de sortie, le constructeur donne des courbes indiquant la largeur de l'impulsion en fonction de la capacité C et pour une résistance extérieure donnée (fig. 13). Nous voyons qu'une impulsion de 1 µs (1 000 ns) peut être obtenue avec un condensateur de 39 pF associé avec une résistance de 50 kΩ ; ou encore avec C = 100 pF et R = 20 kΩ.

Il faut dire aussi que le monostable en général, après sa période quasi stable (état travail), doit attendre un certain temps avant de recommencer à basculer. Ce temps, dit « de recouvrement » ou « de récupération » est indiqué dans les catalogues sous la rubrique « facteur de forme ». Celui-ci est au maximum, pour le 74121, de 67 % (si R = 2 kΩ) ou de 90 % (si R = 40 kΩ). Ainsi, pour une période de répétition de 100 ms, l'impulsion de sortie ne pourra pas dépasser 67 ms (si R = 2 kΩ),

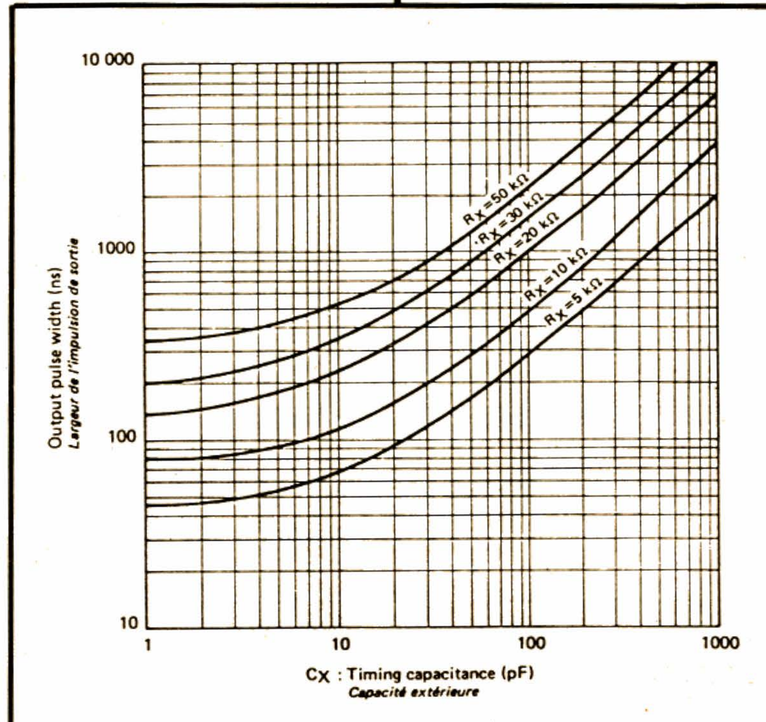


FIGURE 13. – Relation entre la durée du signal de sortie et le circuit RC extérieur des monostables 74122 et 74123 (d'après documentation Sescosem).

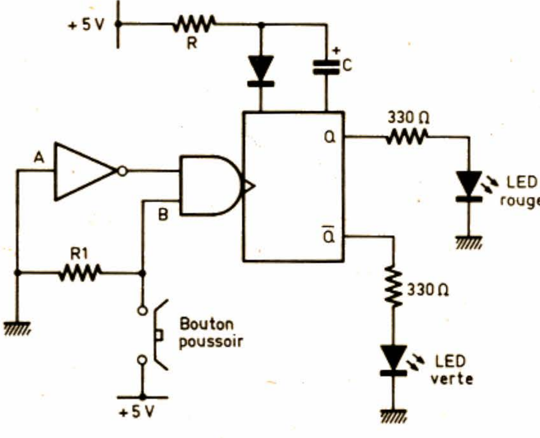


FIGURE 14. – Commande par bouton-poussoir. Le basculement n'est constaté que si la période est de quelques secondes.

même si l'ensemble RC a été calculé pour une durée plus longue.

Il est intéressant également de savoir qu'en principe les monostables du type redéclenchable (74122 et 74123) ont un temps de récupération pratiquement nul.

Contrôle de la durée de l'impulsion

Quand il s'agit d'impulsions de courte durée, un oscilloscope double trace est indispensable, ainsi qu'un générateur d'impulsions, pour fournir le signal d'attaque.

Pour les impulsions longues (une seconde et plus), l'observation peut être contrôlée par des diodes LED branchées sur les sorties Q et $\overline{Q}$. Si le condensateur est du type électrolytique, on se souviendra que les tolérances sont très larges pour ce type de condensateur. En effet, il n'est pas rare de constater une durée d'impulsion double de celle trouvée par le calcul. La tension de service de ce condensateur devra être supérieure à 5 V.

Un bouton-poussoir convient pour le déclenchement du monostable. Au repos, l'entrée B est au potentiel zéro à travers une résistance de quelques kilo-ohms. La diode LED reliée à $\overline{Q}$ est allumée (fig. 14).

Le fait d'appuyer sur le bouton-poussoir met momentanément l'entrée à + 5 V, ce qui équivaut à un flanc positif de tension. Le monostable passe alors à l'état travail, la LED verte s'éteint et la rouge s'allume pendant la durée t.

Quelques applications

Nombreuses sont, dans la vie courante, les applications où l'on a besoin d'une temporisation : minuterie, feux de la circulation, commande d'un escalier mécanique à partir d'une cellule photoélectrique, déclenchement retardé d'un flash, temps d'exposition pour la photo, générateur d'impulsions de durée réglable... Toutes ces applications peuvent utiliser des monostables.

Le réglage de la temporisation est facile en remplaçant R par un potentiomètre monté en résistance variable. Une résistance fixe doit alors être connectée en série (au moins 1 400 Ω pour le 74121).

Nous donnons sur la figure 15 le schéma de principe d'une minuterie d'escalier avec trois boutons-poussoirs de commande.

Sur la figure 16 est représenté le schéma d'une bascule astable composée d'un monostable et d'un NAND. Sa période est déterminée par RC.

Au cas où le temps de période quasi stable n'est pas assez long, on peut mettre bout à bout deux monostables, comme sur la figure 17. Nous avons 40 secondes, obtenues avec deux mo-

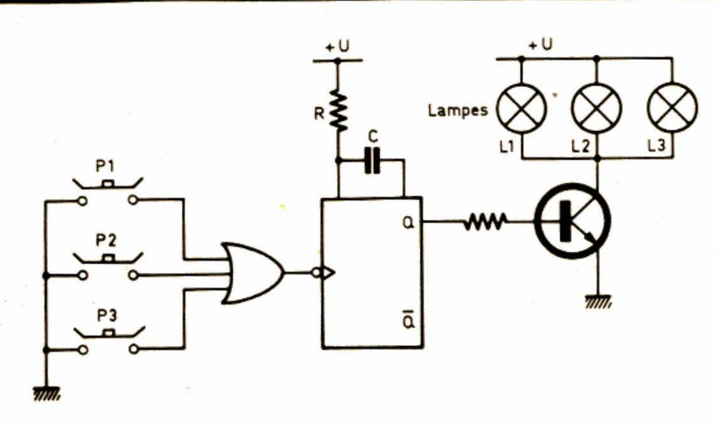


FIGURE 15. – Schéma de principe d'une minuterie à trois commandes séparées.

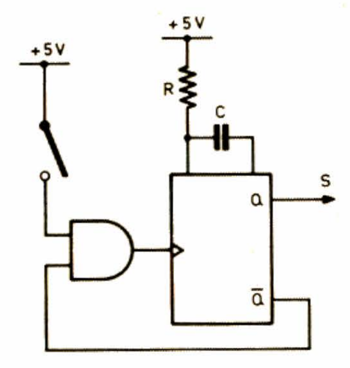


FIGURE 16. – Schéma d'une bascule astable.

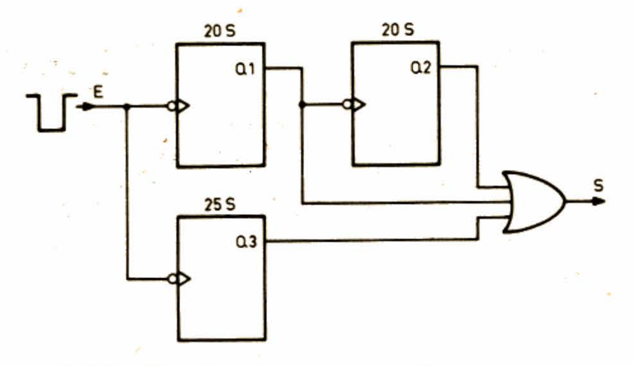


FIGURE 17. – Comment rallonger la période d'un monostable ?

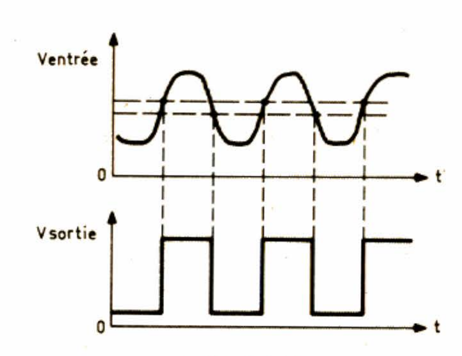


FIGURE 18
Signaux du trigger de Schmitt.

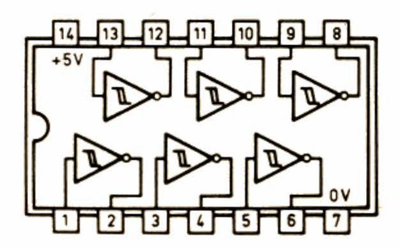


FIGURE 19. – Schéma interne du 7414 (six triggers inverseurs).

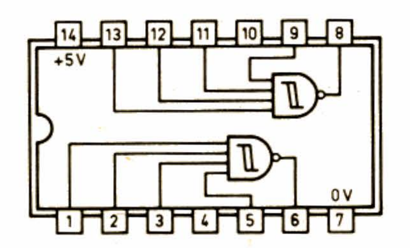


FIGURE 20. – Schéma interne du 7413 (deux triggers NAND).

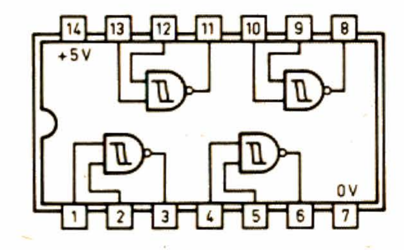


FIGURE 21
Schéma interne du 74132.

nostables réglés à 20 secondes. Afin d'être sûr de ne pas avoir d'interruption intempestive au bout de 20 secondes, on place en parallèle un troisième monostable fournissant une impulsion de sortie de 25 secondes.

Le trigger de Schmitt

Autre circuit apparenté aux bascules, le trigger de Schmitt s'utilise principalement pour obtenir des signaux bien rectangulaires à partir d'autres signaux plus ou moins déformés.

Le trigger de Schmitt est sensible au niveau de tension du signal d'entrée. Au-delà d'une certaine valeur de tension, le montage bascule, sa sortie Q passe de 0 à 1. Lorsque ce signal appliqué à l'entrée diminue et repasse par ce niveau critique, la sortie revient à son état initial (Q repasse de 1 à 0).

Ainsi l'entrée du trigger est analogique et sa sortie digitale.

On utilise donc ce montage pour remettre en bonne forme une tension distordue (fig. 18). Une autre application est celle d'indicateur de niveau. Une diode électroluminescente s'allume dès que la tension critique est dépassée.

On remarque sur la figure que le niveau n'est pas le même pour le basculement « travail » et pour le rebasculement « repos ». Celui-ci se produit à un niveau légèrement inférieur (phénomène d'hystérésis). Néanmoins, la fréquence du signal carré de sortie est la même qu'à l'entrée.

Triggers de Schmitt intégrés

Le 7414 comporte six unités identiques (triggers associés à un inverseur).

Les 7413 et 74132 comportent des triggers associés à un NAND (fig. 19 à 21).

Symbole et caractéristique

Le symbole du trigger de Schmitt rappelle la caractéristique de fonctionnement du dispositif (fig. 22). Pour une tension nulle à l'entrée, la tension de sortie est de 3,3 V. Augmentons l'amplitude à l'entrée : pour une valeur de 1,7 V, le montage bascule et la tension de sortie tombe brusquement de 1,7 à 0,22 V. Diminuons maintenant le signal d'entrée, le trigger rebascule pour 0,9 V, et la tension de sortie remonte de 0,22 à 3,3 V.

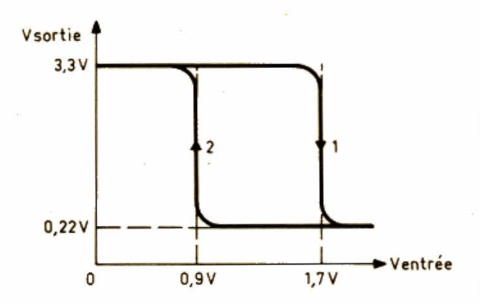


FIGURE 22. – Caractéristique (et également symbole) du trigger de Schmitt.

Utilisation du trigger de Schmitt

Outre son emploi pour remettre en forme les signaux rectangulaires, le trigger de Schmitt se rencontre beaucoup dans les montages d'électronique. Son association avec une fonction NAND (7413 et 74132) lui permet d'être utilisé dans les circuits où les signaux sont à variation lente. Une telle tension, croissant par exemple de 1 V par seconde, appliquée à un circuit NAND TTL, risque de provoquer en sortie de cette porte un signal « hésitant » passant de 1 à 0, puis de 1 pour repasser à zéro. Rien de tel si on remplace le NAND par un trigger de Schmitt. On est assuré d'obtenir en sortie une transition bien nette.

C'est pour cette raison que, dans le monostable 74121, la fonction NAND comporte en réalité un trigger de Schmitt, ce qui fait qu'on utilisera de préférence l'entrée A si la tension d'entrée présente des flancs bien raides, et l'entrée B si la vitesse de variation du signal appliqué est lente.

Autre application du trigger : la réalisation d'une bascule astable (fig. 22).

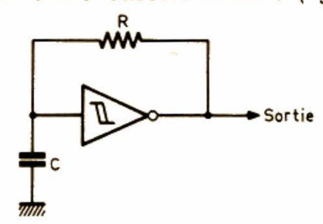


FIGURE 23. – Bascule astable.

Des impulsions sont ainsi obtenues très facilement. Ce montage est utilisé couramment dans les ordinateurs. L'explication de son fonctionnement est aussi très simple. La sortie de l'inverseur étant au niveau haut, le condensateur C se charge à travers R. Au moment où la tension aux bornes de C atteint le seuil de déclenchement, le montage bascule. La sortie Q du trigger passe soudainement à zéro, et C se décharge à travers R jusqu'au moment où le seuil inférieur sera atteint. Les fréquences obtenues peuvent aller de quelques dizaines de hertz, jusqu'à plusieurs mégahertz. Il n'y a pas de restriction pour le choix de C ; en revanche R ne doit pas trop dépasser 500 Ω, tout au moins pour les triggers TTL dont nous avons parlé. On améliore le signal de sortie de cet astable en le faisant suivre d'un autre trigger.

Exercices d'application

1. Quelle serait la valeur des éléments d'un monostable devant fonctionner en temporisateur non redéclenchable, avec un réglage de 3 à 20 secondes ?
2. Ayant à sa disposition des impulsions positives de 1 ms avec une période de répétition de 15 ms, quel serait le montage permettant d'obtenir ces impulsions toutes les 5 millisecondes ?

La solution de l'exercice du mois dernier sur la bascule JK est donnée figure 24.

J.-B. P.

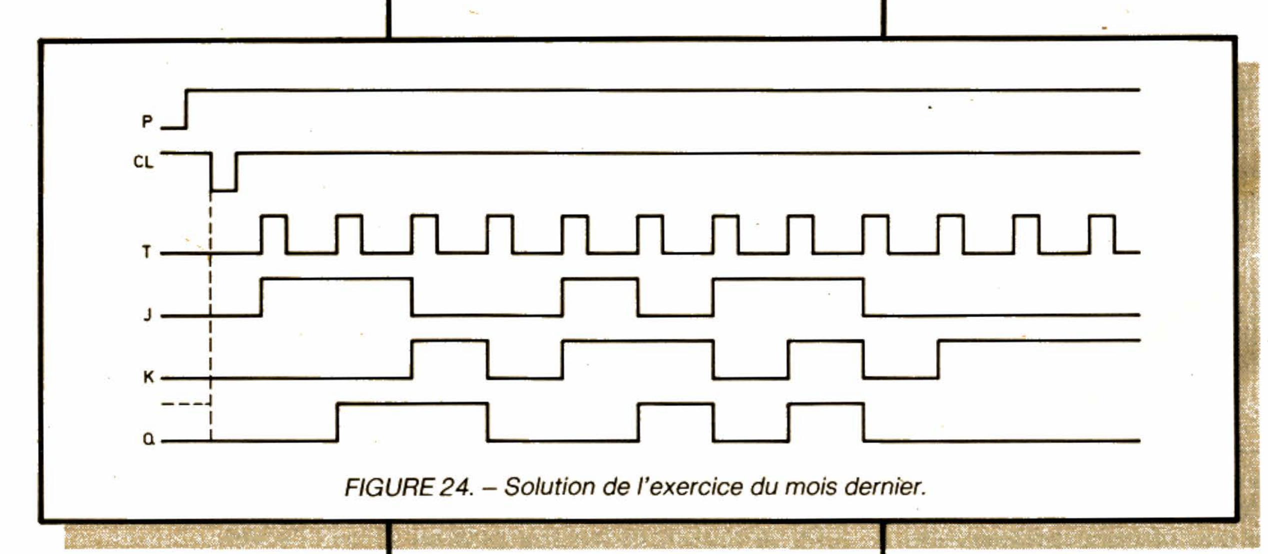


FIGURE 24. – Solution de l'exercice du mois dernier.

LE MAGNÉTOSCOPE HIFI BRANDT VK 47 S



Les magnétoscopes HiFi font partie d'une nouvelle génération d'appareils de haut de gamme (leur prix est voisin de 12 000 F) qui allient qualité de l'image et qualité du son ; ils permettent même de n'enregistrer que du son sur un magnétoscope. Il faut évidemment les relier à une chaîne HiFi pour bénéficier pleinement de leur qualité.

Le VK 47 S Brandt est présenté dans un coffret de couleur grise. L'introduction frontale de la cassette facilite les manipulations. Les touches de commande sont toutes identiques et ont été regroupées en bandeau, elles sont repérées par un symbole qui s'illumine lorsqu'elles sont en fonction. Détail révélateur de la vocation HiFi de l'appareil : une double échelle de diodes électroluminescentes indique instantanément le niveau de modulation, que l'on règle à l'aide de deux potentiomètres. Rares sont les magnétoscopes dotés de ce contrôle manuel, on lui préfère le plus souvent, et à juste titre, une commande automatique interne.

Le panneau d'affichage utilise des éléments fluorescents, ce panneau assez complet simplifie la programmation comme nous le verrons plus loin.

Dans le bas à gauche de la façade, un volet donne accès aux commandes annexes mais fort nombreuses, on notera au passage la fermeture magnétique de ce volet.

Sur la droite, un tiroir que l'on libère en pressant sur une touche donne accès aux réglages de l'horloge et au programmateur. L'électronique est recouverte d'un capot

HAUT-PARLEURS ET ENCEINTES ACOUSTIQUES

Bien que connue dès 1924 avec un premier brevet de P.G.A. VOIGT (21), l'idée d'englober le haut-parleur dans une boucle de réaction négative appliquée à un amplificateur de commande pour améliorer la linéarité de l'un comme de l'autre, ne connut de réalisation concrète qu'à partir des années 50, époque où apparurent les premiers modèles de haut-parleurs conçus spécialement pour cet usage.

Cette forme de contre-réaction, à laquelle on a souvent donné le nom de contre-réaction de mouvement, consiste à engendrer un signal électrique constituant une mesure du signal acoustique émis par le haut-parleur. Si on abandonne le recours à un microphone en raison du déphasage introduit par le trajet acoustique, on peut déduire des mouvements de la bobine une tension applicable sous forme différentielle à l'entrée de l'amplificateur. Cette tension peut être obtenue de trois manières :

- soit qu'on la déduise du mouvement de la bobine, par recours à des capteurs de proximité (méthode capacitive) ;
- soit qu'on la déduise de la vitesse de déplacement de la bobine (méthode inductive) ;
- soit qu'on la déduise de l'accélération en utilisant les forces d'inertie.

Seules les deux dernières méthodes permettent de s'affranchir des corrections statiques et ont connu de véritables applications. Ajoutons que seul le troisième procédé dispense complètement de référence fixe pour l'origine des mouvements.

On peut donc, en résumé, concevoir un asservissement :

- soit à partir d'un haut-parleur électrodynamique tout à fait classique, à la condition de l'insérer dans un montage qui fasse apparaître une tension proportionnelle au déplacement. Dans ce cas, le haut-parleur ne comporte aucun capteur ;
- soit à partir d'un haut-parleur modifié avec capteur incorporé. Cette deuxième solution a conduit aux principales réalisations décrites ci-après, dont une caractéristique commune à tous les systèmes asservis est qu'ils ne fonctionnent comme tels qu'aux basses fréquences, là où le haut-parleur est supposé travailler en piston, en raison de la difficulté de maîtriser les déphasages qui naissent.

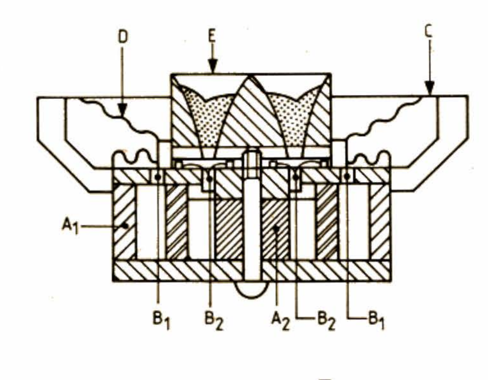
Une autre caractéristique inhérente aux techniques d'asservissement est la modification des caractéristiques électromécaniques du système mobile, en particulier de sa fréquence de résonance principale et de son amortissement. Ce qui peut conduire tout naturellement à concevoir des haut-parleurs spécialement adaptés pour cet usage, en notant par exemple que :

- la contre-réaction d'accélération abaisse la fréquence de résonance, mais en renforce l'acuité (Q augmenté) ;
- la contre-réaction de vitesse (méthode en pont) ne change pas la fréquence de résonance, mais augmente le terme d'amortissement (Q diminué) ;
- la contre-réaction de déplacement augmente à la fois la fréquence de résonance et la surtension.

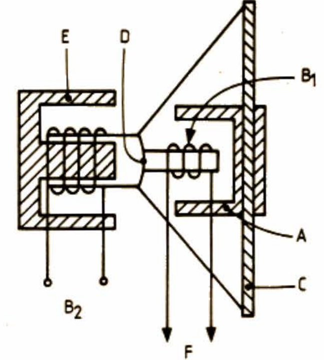
D'où l'idée d'utiliser une combinaison de plusieurs techniques.

VI.1 Haut-parleurs à capteur magnétique

La tension d'asservissement cinétique peut être obtenue directement aux bornes d'une bobine mobile auxiliaire (captrice) solidaire, au même titre que la bobine principale (motrice), des mouvements du diaphragme. Tel est le cas de la réalisation Integrand (Tannoy – 1957) à circuit magnétique unique, inspirée du brevet anglais de A.F. SYKES (1926) et qui implique le recours à un enroulement compensateur minimisant le couplage mutuel entre les deux bobines (fig. 73). Cet asservissement de vitesse n'est convenablement maîtrisé qu'à la condition d'obtenir un déplacement de la bobine auxiliaire dans un champ parfaitement constant,



◀ *FIGURE 73. – Haut-parleur pour asservissement électrocinétique (modèle à deux bobines à circuit magnétique unique).*
A_1 : aimant du haut-parleur médial
A_2 : aimant du tweeter
B_1 : bobines captrices
B_2 : bobines motrices
C : anneau d'amortissement
D : diaphragme du haut-parleur
E : tweeter.



◀ *FIGURE 74. – Haut-parleur pour asservissement électrocinétique (modèle à deux bobines à circuits magnétiques séparés).*
A : aimant auxiliaire
B_1 : bobine captrice
B_2 : bobine mobile
C : méplat support
D : dôme cache-noyau
E : moteur principal
F : signal d'asservissement en vitesse.

sous peine de non-linéarité prenant son origine dans le capteur même et impossible à corriger. Tel n'est pas le cas des solutions à circuits magnétiques séparés (fig. 74), où les réalisateurs ont toute facilité de linéariser le fonctionnement du circuit auxiliaire (G. Gogny – 1954, Esart – 1970), notamment en faisant déplacer la bobine captrice dans un entrefer très large. La complexité et le coût liés au capteur constituent néanmoins des handicaps qui ont fait abandonner aujourd'hui des fabrications hors-série.

En effet, de grandes difficultés apparaissent toujours au niveau du capteur magnétique et qui sont liées :
1° aux déphasages intervenant dans la boucle de contre-réaction. Ainsi, à la fréquence de résonance, la tension motionnelle est déphasée de 90° en avance par rapport au mouvement de la membrane. Il faudra donc procéder à des corrections de phase rendues délicates si on doit tenir compte d'une certaine dispersion dans les caractéristiques des haut-parleurs utilisés (inductance propre de la bobine-fréquence de résonance) ;
2° aux non-linéarités imputables à la non-homogénéité du champ magnétique dans l'entrefer du circuit magnétique auxiliaire (cf § III.3), lesquelles risquent de rendre la correction de la distorsion aléatoire ;
3° aux vibrations parasites du saladier ou de la culasse du haut-parleur qui peuvent « induire » des fréquences de résonance renforcées par l'asservissement lui-même.

VI.2 Haut-parleurs à capteur piézoélectrique

Cette technique est inspirée du fait que la pression acoustique est, aux basses fréquences, proportionnelle à l'accélération de l'équipage mobile (voir § II.3). Une contre-réaction d'accélération est donc de nature à linéariser la caractéristique d'amplitude. Cette idée était déjà dans l'air vers les années 30, et en particulier signalée dans les travaux de M. Trouton cité par Harwood [22].

Pour un système mécanique du 2e ordre, on a l'équation de mouvement :

$$F = m\gamma + rv + sx$$

avec :
F = force s'exerçant sur la bobine,
m = masse mobile totale,
r = résistance de frottement,
s = coefficient de rappel d,
$\gamma = dv/dt$ = facteur d'accélération,
$v = dx/dt$ = vitesse de déplacement.

Par l'effet de contre-réaction, le courant traversant la bobine mobile, et par conséquent, la force F qui lui est proportionnelle, se trouvera diminué d'un terme proportionnel à γ. Soit k le facteur de proportionnalité, l'équation du mouvement devient :

$$m\gamma + rv + sx = F - k\gamma$$

soit :

$$(m + k)\gamma + rv + sx = F$$

Apparemment la masse du système mobile a augmenté. La simple adjonction de l'accéléromètre entraîne elle-même une masse supplémentaire qui diminue le rendement ; d'où l'intérêt de choisir un accéléromètre de faible masse (typiquement moins de 1 g).

Klaassen et Moning ont mis au point un système de capteur piézoélectrique à céramique jouant le rôle de capteur d'accélérateur [24]. Ce dernier est constitué d'un disque céramique mince (0,5 mm environ – ∅ = 5 mm) lesté sur

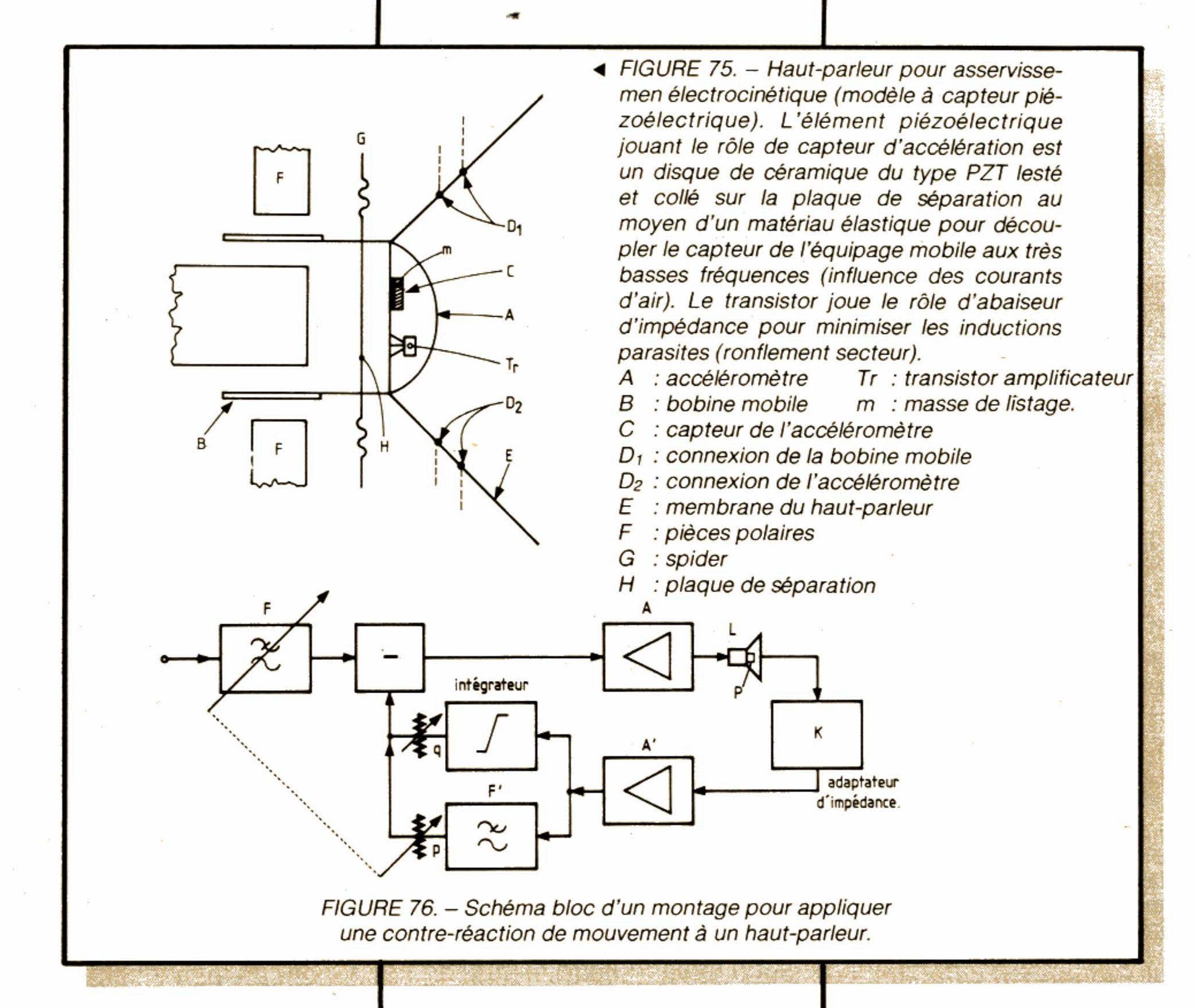


FIGURE 75. – Haut-parleur pour asservissemen électrocinétique (modèle à capteur piézoélectrique). L'élément piézoélectrique jouant le rôle de capteur d'accélération est un disque de céramique du type PZT lesté et collé sur la plaque de séparation au moyen d'un matériau élastique pour découpler le capteur de l'équipage mobile aux très basses fréquences (influence des courants d'air). Le transistor joue le rôle d'abaiseur d'impédance pour minimiser les inductions parasites (ronflement secteur).

A : accéléromètre — Tr : transistor amplificateur
B : bobine mobile — m : masse de listage.
C : capteur de l'accéléromètre
D_1 : connexion de la bobine mobile
D_2 : connexion de l'accéléromètre
E : membrane du haut-parleur
F : pièces polaires
G : spider
H : plaque de séparation

FIGURE 76. – Schéma bloc d'un montage pour appliquer une contre-réaction de mouvement à un haut-parleur.

la face opposée au support servant de cache noyau (voir fig. 75). Afin d'éviter une sensibilité à des forces non axiales, ce capteur est fixé au moyen d'une colle élastique, le tout étant emprisonné dans un boîtier qui élimine l'influence des variations de pression atmosphérique (courants d'air).

L'amortissement des mouvements contrôlés par l'inertie de la masse de lestage n'est finalement pas très critique du fait même qu'on travaille très en dessous de la fréquence de résonance propre de l'accélérateur. L'adaptation à l'électronique d'asservissement (amplificateur-correcteur) se fait au moyen d'un transistor à effet de champ choisi pour sa haute impédance d'entrée. Il convient en effet de ne pas dégrader la sensibilité en basse fréquence, compte tenu du fait qu'un tel capteur est assimilable à une force électromotrice pure, en série avec une capacité de quelques centaines de picofarads. En disposant cette électronique à proximité immédiate de la céramique, on évite les capacités parasites de câble et les effets de triboélectricité dus à des contraintes mécaniques exercées sur le câble lui-même.

Comme il a été mentionné au début, ce type de contre-réaction augmente la surtension de la résonance principale, c'est pourquoi un tel asservissement d'accélération gagne à être doublé d'un asservissement en vitesse obtenu simplement en faisant suivre le capteur piézo-électrique d'un intégrateur. On obtient dès lors le schéma de la figure 76 où les atténuateurs p et q, ainsi que le filtre passe-bas F, jouent le rôle de correcteurs de stabilité au sens du critère de Nyquist. Cette solution a été perfectionnée récemment par Cabasse, qui l'a appliquée à des haut-parleurs de grand diamètre dont le comportement en régime transitoire a été considérablement amélioré (voir chapitre des enceintes acoustiques asservies).

(A suivre)

P. LOYEZ

Bibliographie

– CHAPITRE V :

(20) E.A. Neppiras : « New materials for the detection and excitation of vibrations ». Journal of Physics E : *Scientific Instruments*. 1973. Vol. 6.

– CHAPITRE VI

(21) R. Lafaurie : « Haut-parleurs et rétroaction cinétique : Précisions historiques et évolution ». *Revue du Son* nº 254 (juin 1974).

(22) H.D. Harwood : « Motional feedback in Loudspeakers ». *Wireless World* (mars 1974).



UN EXPANSEUR DE DYNAMIQUE POUR VOTRE CHAINE HI-FI

Si l'avènement récent du compact disc ou disque audionumérique permet enfin aux mélomanes d'apprécier à domicile des œuvres musicales avec une dynamique proche de celle d'une salle de concert, il n'en est pas de même des autres supports d'enregistrements que sont le disque classique et la bande magnétique. Diverses techniques existent pour accroître la dynamique de ces supports musicaux conventionnels, dont celle de l'expansion de dynamique que nous vous proposons de mettre en œuvre ci-après.

Problèmes de dynamique

Avant de voir comment accroître la dynamique d'un enregistrement, il nous semble utile de vous rappeler que ce terme définit l'écart entre le niveau maximum et le niveau minimum dudit enregistrement. Cet écart est généralement exprimé en décibels, puisque cette « unité » est couramment utilisée en audio.

Lorsque vous assistez à un concert, la dynamique n'est pas limitée techniquement puisque aucun organe électronique n'intervient entre les instruments et votre oreille, et le chiffre assez impressionnant de 80 dB est facilement atteint. Pour ceux d'entre vous que les dB effraient un peu, précisons qu'un écart de 80 dB entre le son le plus fort et le son le plus faible (puisque c'est cela la dynamique) correspond à un rapport de puissance de 100 000 000 ; oui, vous avez bien lu : cent millions. Si l'on veut réaliser l'enregistrement d'un tel concert, par d'autres techniques que les méthodes numériques que l'on peut utiliser maintenant, il faut compresser cette dynamique, c'est-à-dire réduire artificiellement l'écart entre les passages forts et les passages faibles. Cette réduction est nécessaire pour plusieurs raisons dont la principale est que le support de l'information (disque ou bande magnétique) est incapable d'admettre de tels écarts de puissance et que, si l'on conservait la dynamique initiale :
– soit les fortissimo seraient épouvantablement distordus, car ils conduiraient à une saturation du support ;
– soit les pianissimo seraient tellement faibles qu'ils disparaîtraient dans le bruit de fond propre de ce même support.

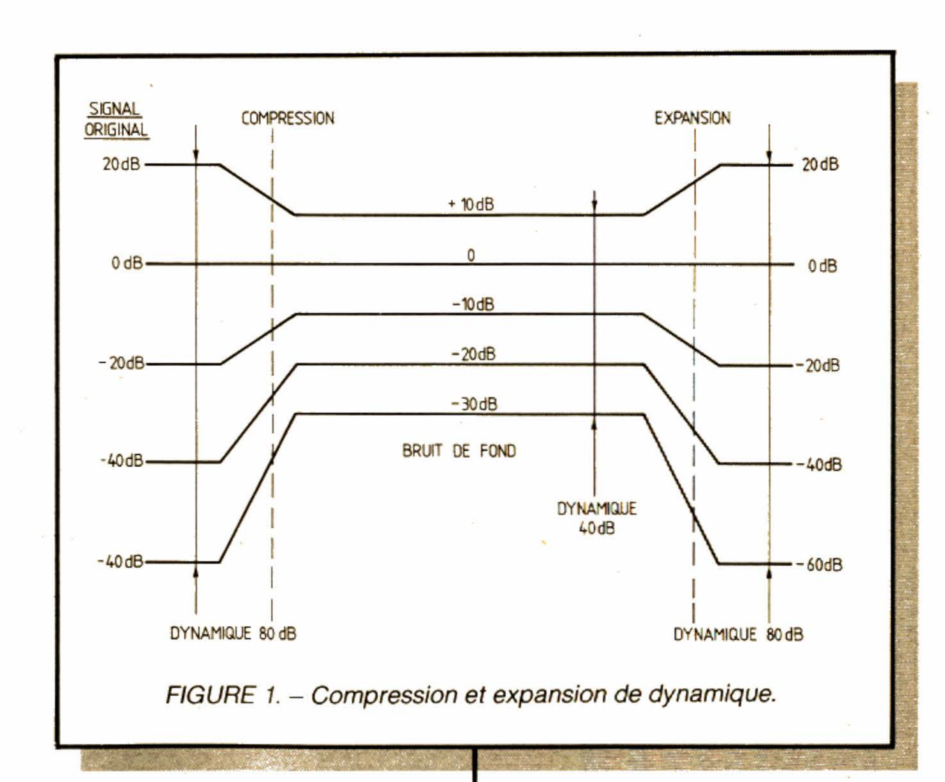


FIGURE 1. – Compression et expansion de dynamique.

Pour compenser cela, on compresse

la dynamique afin de la ramener dans la plage 40 à 50 dB pour les meilleurs enregistrements analogiques.

Bien que rien ne soit prévu sur les amplificateurs Hi-Fi, il est cependant possible d'accroître à nouveau la dynamique d'un enregistrement lors de sa reproduction au moyen d'un montage tel celui que nous vous proposons ci-après. Outre l'accroissement de dynamique qu'il procure, un tel montage augmente aussi le rapport signal/bruit comme le montre la figure 1.

En effet, dans la phase où la dynamique est réduite à 40 dB, le bruit de fond du support se trouve un peu au-dessous du niveau de signal le plus faible. Si, comme le montre cette figure, on réalise une expansion de dynamique dans un rapport 2, le bruit de fond va se voir infliger le même traitement que l'ensemble du signal et le rapport signal/bruit du signal « expansé » sera donc accru de la même façon.

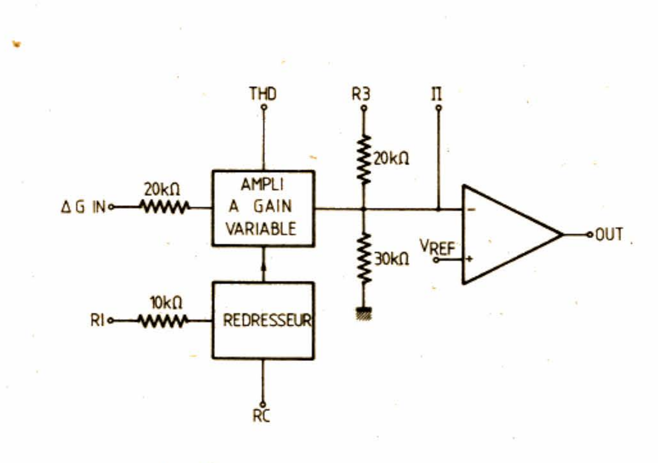


FIGURE 2. – Synoptique interne d'une moitié de NE 570.

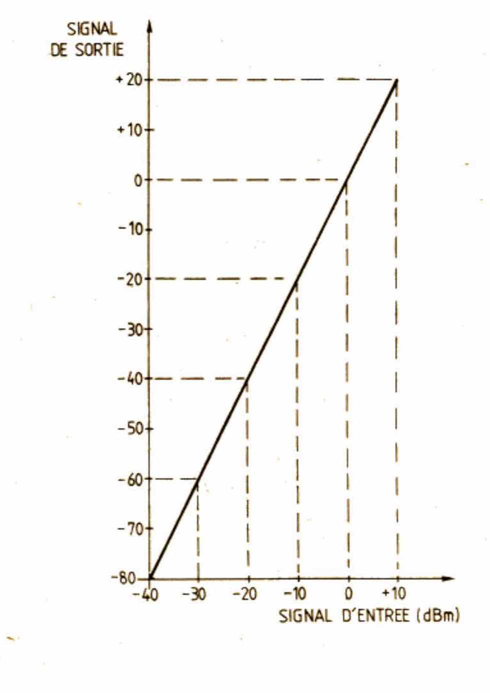


FIGURE 3
Fonction de transfert du NE 570.

Principe de l'expanseur

Le principe de l'expansion de dynamique est relativement simple ; en effet, il suffit de mesurer en permanence l'amplitude du signal à traiter et de commander en conséquence le gain d'un amplificateur afin de faire varier celui-ci avec l'amplitude dudit signal. Jusqu'à ces dernières années, la concrétisation pratique de cette idée était assez délicate car il fallait réaliser un redresseur (pour mesurer l'amplitude du signal) de grande qualité, et surtout un amplificateur à commande de gain par une tension continue ayant lui-même une dynamique suffisante et surtout un taux de distorsion très faible.

Depuis quelque temps, des circuits intégrés spécialisés permettent une réalisation beaucoup plus simple ; c'est le cas du NE 570 de RTC-Signetics que nous avons décidé d'utiliser du fait de sa disponibilité aisée.

Comme le montre la figure 2, ce circuit contient tout ce qu'il faut pour réaliser notre expanseur de dynamique, puisque l'on y trouve un amplificateur à gain variable commandé par une tension continue, tension qui est délivrée par un redresseur « parfait ». Cet ensemble est même suivi par un amplificateur style ampli opérationnel dont on peut fixer le gain grâce à des composants externes.

L'amplificateur à gain variable dispose d'une patte de réglage du taux de distorsion tandis que le redresseur permet, selon la valeur des composants connectés sur son entrée RC, de choisir divers taux d'expansion selon l'application envisagée.

Ce circuit, initialement développé pour des applications téléphoniques, est tout à fait utilisable en haute fidélité puisque sa bande passante s'étend du continu à plus de 100 kHz, que sa distorsion est inférieure à 0,3 % sans ajustement et peut être réduite à 0,05 % avec un ajustement correct, et que sa dynamique propre atteint 110 dB. Qui plus est, chaque NE 570 comprend deux parties identiques au synoptique de la figure 2, ce qui per-

met de réaliser un montage stéréo avec un seul circuit. Pour en terminer avec la présentation du NE 570, la figure 3 présente sa fonction de transfert sur laquelle l'expansion du signal est très nette.

La réalisation

Compte tenu de ce que nous venons de dire à propos du NE 570, sa mise en œuvre est fort simple comme vous pouvez le constater sur la figure 4 représentant l'alimentation et une voie de notre montage (l'autre voie est identique et utilise l'autre moitié du NE 570). L'alimentation fait appel à un transformateur 2 fois 12 V de 1,2 VA de puissance ou plus, mais c'est inutile, transformateur suivi d'un redressement double alternance et d'une stabilisation de la tension délivrée à 12 V grâce à un régulateur intégré classique. Une LED sert de témoin et évite d'oublier le montage sous tension.

Le signal à traiter est appliqué sur un potentiomètre ajustable dont le rôle est d'empêcher une saturation du NE 570 par un signal d'amplitude trop importante. Ce potentiomètre est à régler une fois pour toutes compte tenu des éléments de votre chaîne Hi-Fi. L'entrée de l'amplificateur à gain variable et celle du redresseur sont couplées à ce potentiomètre par des condensateurs éliminant une éventuelle composante continue.

La patte RC du redresseur est reliée à un condensateur de filtrage et à des résistances commutables afin de permettre une sélection du taux d'expansion appliqué par le circuit ; en effet, l'expansion maximum que le NE 570 est capable de donner au signal est inacceptable en Hi-Fi et il faut la réduire par le biais de ces résistances.

Le potentiomètre connecté sur la patte THD permet d'ajuster le taux de distorsion à sa valeur minimum tandis que la résistance de 12 kΩ connectée entre R_3 et OUT fixe à 1 le gain de l'amplificateur de sortie.

L'ensemble des composants, à l'exclusion de la LED témoin montée en face avant du boîtier et du transformateur éloigné le plus possible du circuit pour minimiser les inductions parasites, tient sur un unique circuit imprimé dont le tracé très simple et à l'échelle 1 vous est proposé figure 5. Il peut être réalisé par toute méthode à votre conve-

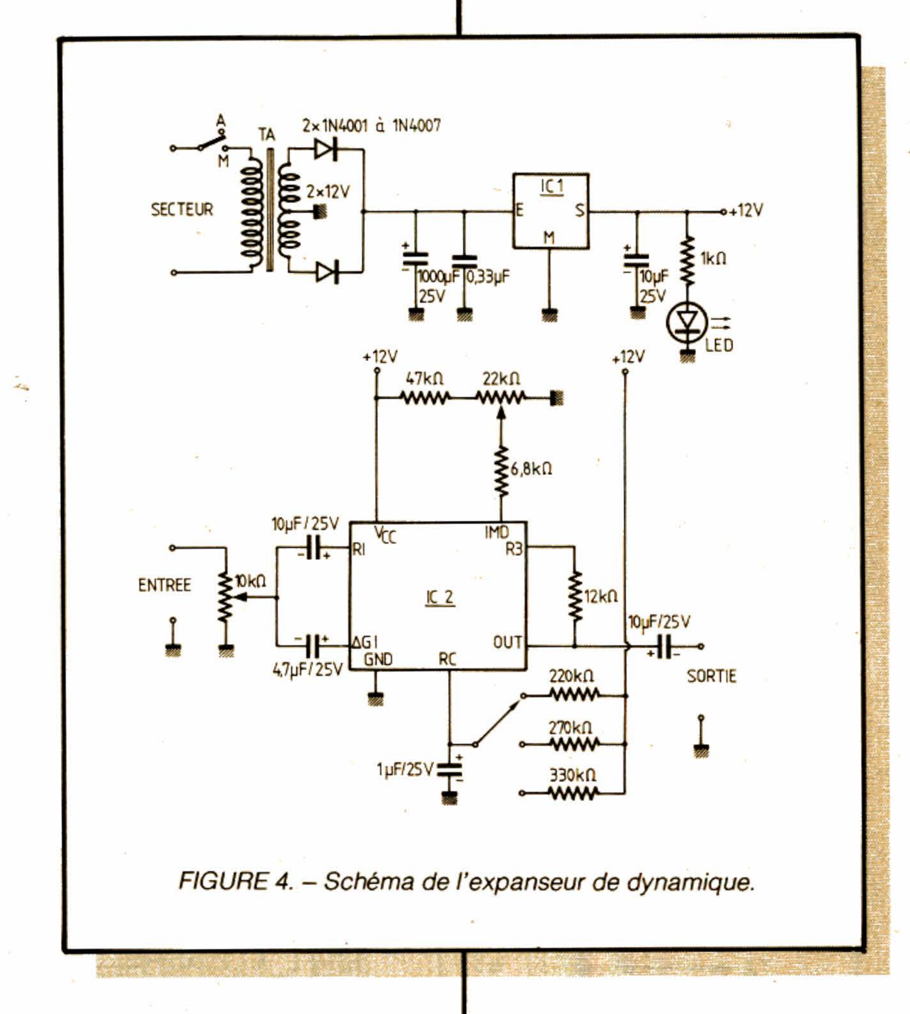
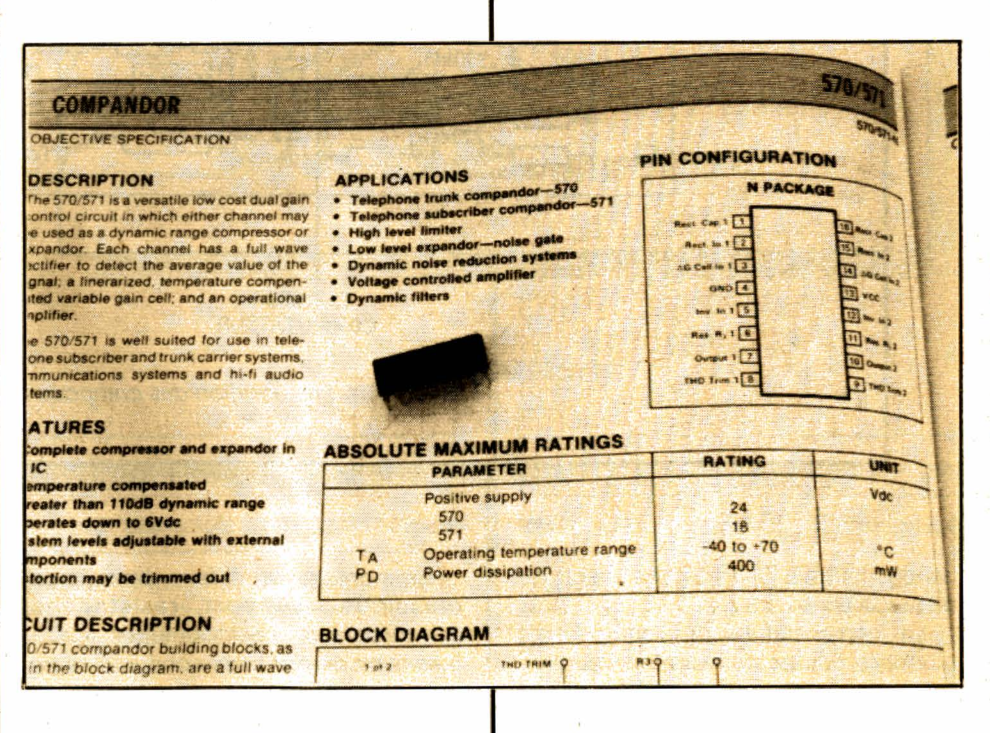


FIGURE 4. – Schéma de l'expanseur de dynamique.



COMPANDOR

570/571

OBJECTIVE SPECIFICATION

DESCRIPTION

The 570/571 is a versatile low cost dual gain control circuit in which either channel may be used as a dynamic range compressor or expandor. Each channel has a full wave rectifier to detect the average value of the signal; a linerarized, temperature compensated variable gain cell; and an operational amplifier.

The 570/571 is well suited for use in telephone subscriber and trunk carrier systems, communications systems and hi-fi audio systems.

FEATURES

- Complete compressor and expandor in IC
- Temperature compensated
- Greater than 110dB dynamic range
- Operates down to 6Vdc
- System levels adjustable with external components
- Distortion may be trimmed out

CIRCUIT DESCRIPTION

570/571 compandor building blocks, as in the block diagram, are a full wave

APPLICATIONS

- Telephone trunk compandor—570
- Telephone subscriber compandor—571
- High level limiter
- Low level expandor—noise gate
- Dynamic noise reduction systems
- Voltage controlled amplifier
- Dynamic filters

PIN CONFIGURATION

N PACKAGE

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

	PARAMETER	RATING	UNIT
	Positive supply		Vdc
	570	24	
	571	18	
T_A	Operating temperature range	-40 to +70	°C
P_D	Power dissipation	400	mW

BLOCK DIAGRAM

THD TRIM

R3

Le NE 570, un circuit conçu pour des applications en téléphonie qui fait merveille en Hi-Fi.



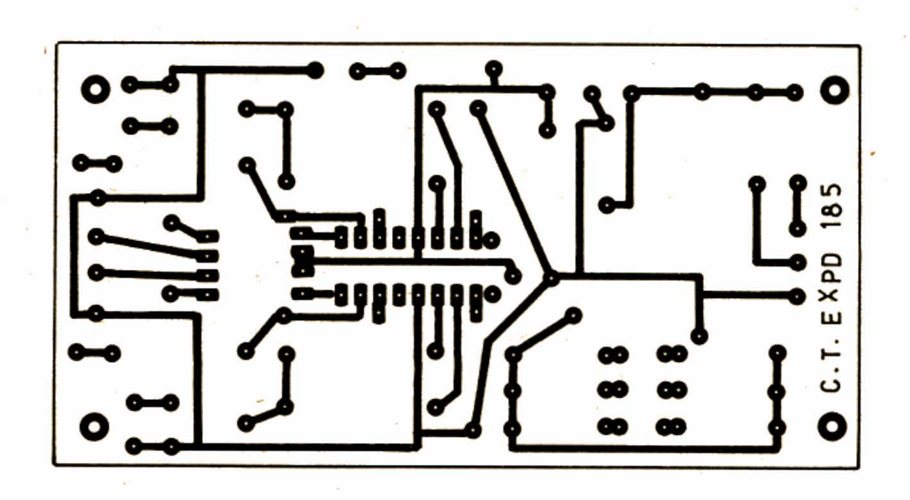


FIGURE 5. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

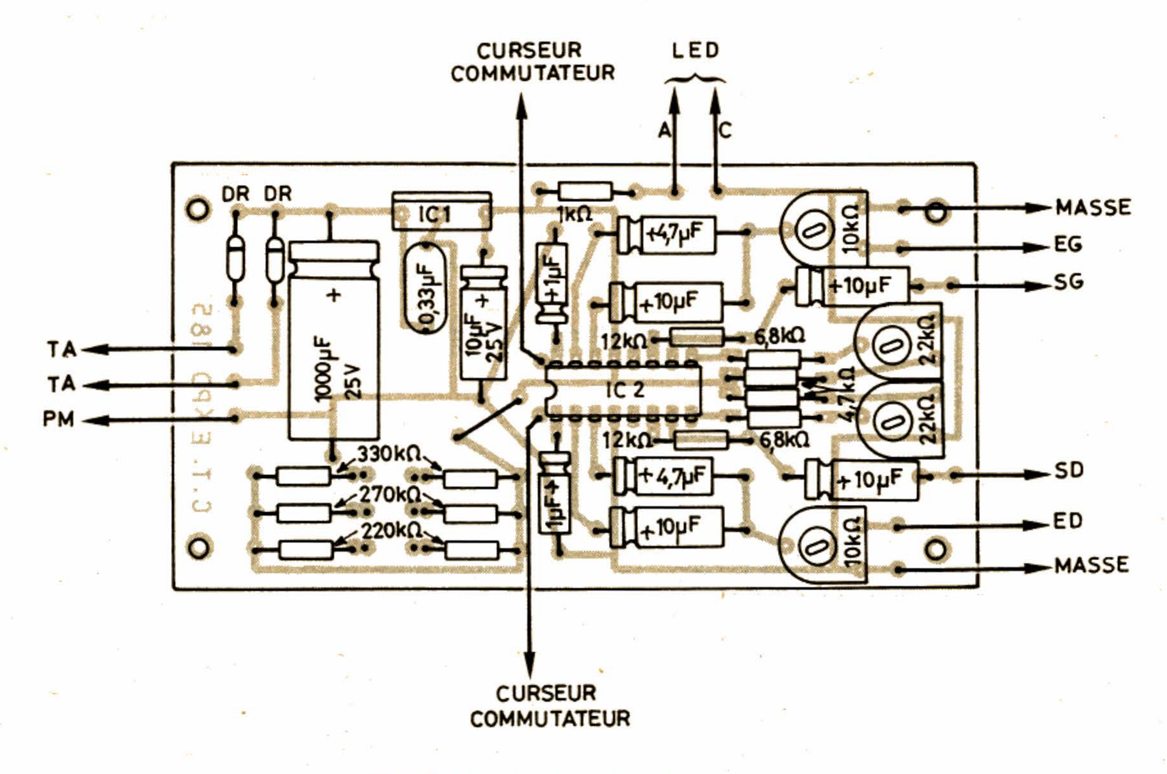


FIGURE 6. – Implantation des composants.

nance : feutre à CI, transferts directs ou méthode photo.

La nomenclature des composants n'appelle pas de commentaire particulier, tous les composants utilisés étant très classiques. Le support du NE 570 n'a rien d'obligatoire si vous avez l'habitude de souder les circuits intégrés.

Le montage est à faire dans l'ordre classique : support, résistances, condensateurs, potentiomètres ajustables et en dernier semi-conducteurs (régulateur, diodes et NE 570 s'il est soudé). Une vérification soignée du montage et du sens des composants polarisés (diodes, circuits intégrés, condensateurs chimiques) sera ensuite effectuée avant la mise sous tension.

Utilisation

Le montage doit être intercalé sur le passage du signal à traiter à un endroit où le niveau moyen de ce dernier est de

l'ordre de 300 à 500 mV efficaces. Dans une chaîne Hi-Fi classique, et si l'expanseur doit traiter le signal provenant d'un magnétophone à cassettes, la figure 7 montre un exemple d'installation. L'interrupteur double permet de mettre en ou hors service le montage sans avoir à le débrancher. Si votre ampli Hi-Fi dispose de prises permettant de désaccoupler les amplificateurs de puissance des préamplificateurs, cet emplacement sera encore préférable au précédent car il permettra alors de traiter les signaux en provenance de toutes les sources sonores.

Dans tous les cas, une fois l'appareil raccordé, choisissez un taux d'expansion en sachant que plus la résistance connectée sur RC est forte, plus l'expansion est importante. Placez les curseurs des ajustables de 22 kΩ à mi-course et réglez les ajustables d'entrée de façon à ne pas obtenir de variation de niveau d'écoute pour un signal d'amplitude moyenne lorsque vous passez de la position sans expansion à la position avec. Si un tel réglage n'est pas possible – ce qui peut arriver compte tenu des niveaux de sortie des prises de votre chaîne Hi-Fi –, réglez les ajustables d'entrée de façon à ne pas saturer le NE 570, ce qui se traduirait par une distorsion très vite audible.

Le réglage des ajustables de 22 kΩ qui permettent de minimiser le taux de distorsion ne peut se faire correctement qu'au distorsiomètre, vu les très faibles taux mis en jeu. Si vous pouvez vous faire prêter un tel appareil, placez-vous à 1 000 Hz et ajustez le curseur de ces potentiomètres pour obtenir le taux minimum. Dans le cas contraire, laissez les curseurs à mi-course car même « une très bonne oreille » est incapable de faire la différence entre 0,3 % de distorsion et 0,05 % !

Si vous trouvez l'expansion apportée par le montage insuffisante même lorsque le commutateur est sur la position correspondant à la résistance de 330 kΩ, vous pouvez augmenter cette dernière jusqu'à 1 MΩ, mais cela ne nous a pas semblé utile compte tenu des divers essais que nous avons pu réaliser. Par ailleurs, ne faites pas passer par ce montage le signal provenant d'un lecteur de compact disc qui, lui, n'a pas besoin d'expansion puisque la dynamique y est intégralement conservée.

C. BUGEAT

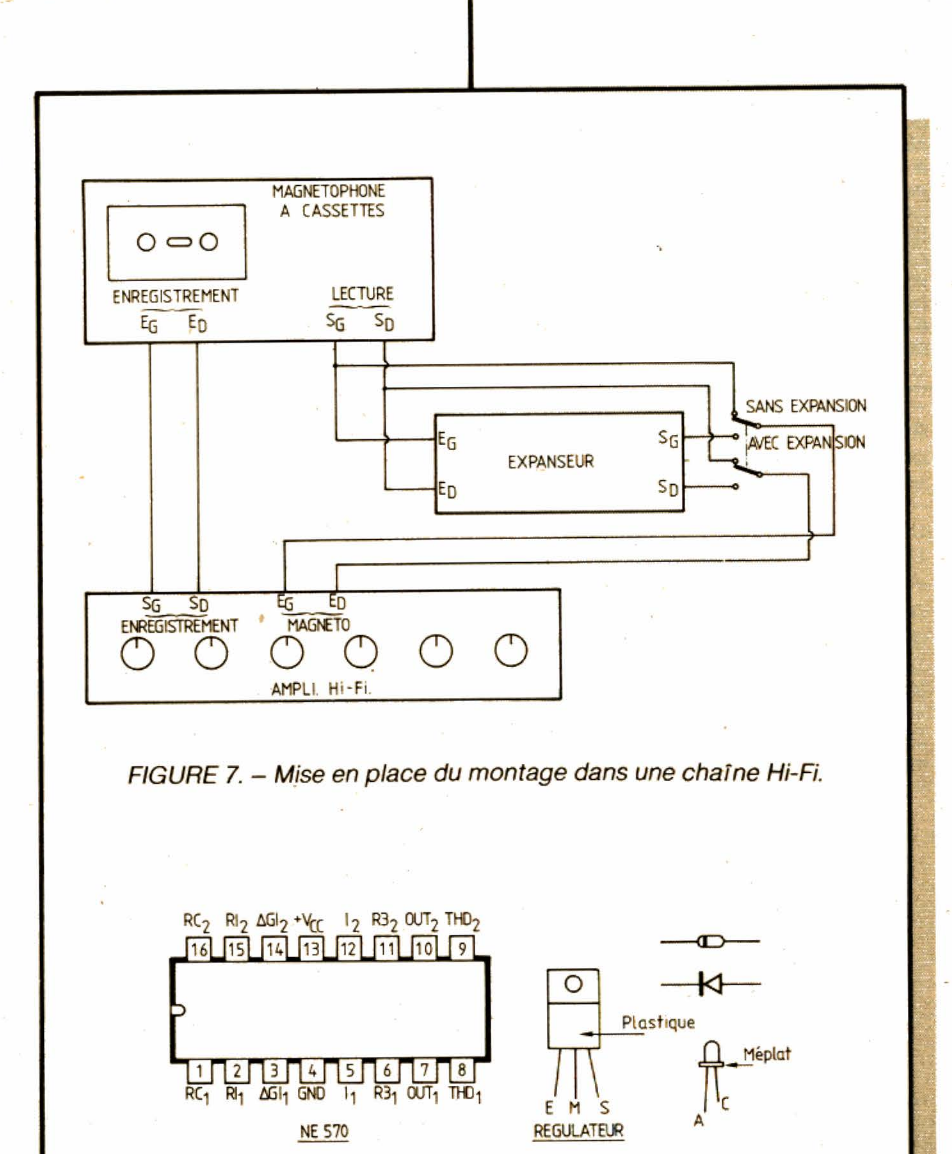


FIGURE 7. – Mise en place du montage dans une chaîne Hi-Fi.

FIGURE 8. – Brochage des semi-conducteurs.

Conclusion

Un circuit intégré peu connu mais aisément disponible, prévu initialement pour la téléphonie ; une notion méconnue du grand public : celle de la dynamique des enregistrements ; il n'en fallait pas plus pour nous inciter à vous proposer ce petit montage aussi peu coûteux qu'intéressant et susceptible d'améliorer à peu de frais la qualité apparente de nombreux enregistrements « compressés ».

Notre courrier technique

par R.A. RAFFIN

MODALITES DE FONCTIONNEMENT DU COURRIER DES LECTEURS

Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

• Le courrier des lecteurs est un service gratuit, pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.

• Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.

• Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.

• Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).

• Aucun renseignement n'est fourni par téléphone.

RR – 01.13-F : M. Daniel PELLETIER, 33 ARCACHON, désire connaître les caractéristiques et les brochages des circuits intégrés TDA 1006, TDA 1041 et TBA 271.

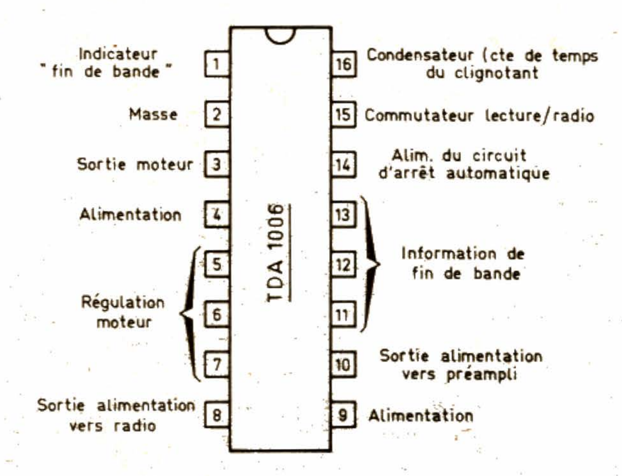
Caractéristiques des circuits intégrés :

TDA 1006 : *Régulateur de vitesse pour magnétophone, avec arrêt automatique et indicateur d'arrêt. Tension d'alimentation = 14 V ; courant de sortie moteur = 250 mA (nominal) ; courant de sortie indicateur d'arrêt = 40 mA (minim.) (Documentation R.T.C.).*

TDA 1041 : *Régulateur de vitesse pour moteur à courant continu ; tension d'alimentation de 3,8 à 18 V ; courant maximum de sortie = 1 A ; Pd = 1,4 W (Documentation SESCO).*

TBA 271 : *Stabilisateur de tension (identique au TAA 550) généralement utilisé pour la stabilisation de tension destinée aux diodes varicap des tuners de télévision. TBA 271 A : gamme de 30 à 32 V ; 271 B : gamme de 32 à 34 V ; 271 C : gamme de 34 à 36 V. Intensité interne max = 15 mA. Schéma d'utilisation identique à celui d'une diode Zener (Documentation S.G.S.).*

Brochages : voir figure RR-01-13.



RR – 01.15 : M. André ITIER, 12 RODEZ :
1° nous entretient d'un défaut dans le déroulement des bandes sur un magnétoscope ;
2° désire des renseignements complémentaires au sujet de l'alimentation décrite dans notre n° 1644 ;
3° nous demande conseil pour l'utilisation d'un « walkman » dans sa voiture.

1° Comme nous avons eu l'occasion de le dire à maintes reprises, le dépannage à distance est malheureusement une chose impossible, faute de pouvoir examiner l'appareil en cause.

D'après vos explications, nous pensons à des déformations possibles de la bande ou des bandes.

Etes-vous certain de laisser un temps de chauffage suffisamment long à votre appareil avant de procéder à tout enregistrement ou reproduction ?

De toute manière, à notre avis, il ne peut s'agir que d'un défaut « mécanique », et non pas électronique.

2° Le transistor TR 4 de l'alimentation 90 W (A) décrite dans le n° 1644 est du type 2N 6248 ; il peut se remplacer par 2N 6030, 2N 6230 ou 2N 6378.

Le TDB 0117 peut remplacer le LM 317, ses caractéristiques étant sensiblement identiques. Néanmoins, nous ne pouvons pas vous indiquer le brochage du TDB 0117 car il existe en trois boîtiers : TO-220, TO-3 et TO-39, ... et nous ignorons le modèle dont vous disposez.

L'alimentation dont il question précédemment n'a fait l'objet d'aucun rectificatif.

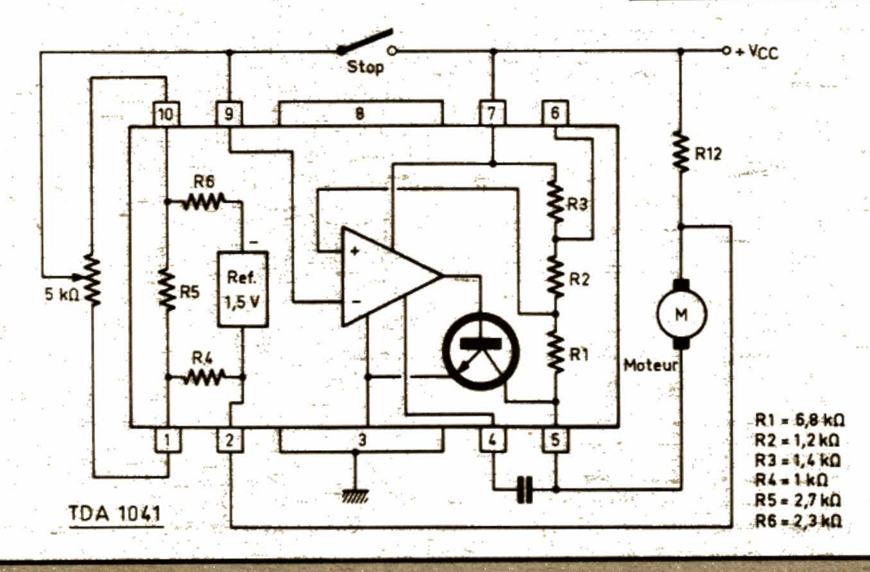




Fig. RR – 01.13

3° Pour l'emploi de votre walkman sur votre voiture, il suffit de le faire suivre par un booster alimenté en 12 V par la batterie du véhicule, la sortie du walkman étant reliée à l'entrée dudit booster de préférence par fils blindés. Nous ne pouvons pas être plus précis en ce qui concerne cette liaison, étant donné que vous ne nous communiquez pas les caractéristiques de sortie du walkman.

$\overline{CP}$	1	14	+ V_{DD}
MR	2	13	N.C.
O_6	3	12	O_0
O_5	4	11	O_1
O_4	5	10	N.C.
O_3	6	9	O_2
V_{SS} (masse)	7	8	N.C.

HEF 4024 B

Fig. RR – 01.16

Des descriptions de boosters BF ont été publiées dans nos revues suivantes auxquelles nous vous prions de bien vouloir vous reporter : Haut-Parleur *n° 1634 (p. 95) et 1637 (p. 139) ;* Radio-Plans *n° 431 (p. 99), 440 (p. 81) et 443 (p. 19) ;* Electronique Pratique *n° 43 (p. 121) et n° 49 (p. 121).*

RR – 01.16-F : M. Robert PAULIN, 69 MEYZIEU, désire connaître les caractéristiques et le brochage du circuit intégré HEF 4024 B.

Le circuit intégré HEF 4024 B est un compteur binaire à sept étages en cascade comprenant une entrée d'horloge (CP), une entrée de remise à zéro générale asynchrone prioritaire (MR) et sept sorties parallèles totalement bufferisées (O_0 à O_6). Le compteur est incrémenté sur le front descendant de CP. La présence d'un niveau « haut » sur MR remet tous les étages du compteur à zéro et force toutes les sorties à l'état « bas » (indépendamment de CP). Chaque étage du compteur est constitué par une bascule statique.

Tension d'alimentation : de 5 à 15 V ; temps de transition des entrées : 20 ns ; fréquence maximale : 35 MHz (Doc. R.T.C.).
Brochage : voir figure RR-01.16.

RR – 02.01 : M. Louis GOELAU, 669, boulevard Ch.-Lafon, 83700 SAINT-RAPHAEL, recherche un montage, un système, un dispositif... permettant d'effectuer un transfert de qualité des films 8 mm et Super 8 sur un magnétoscope.

Se mettre en rapport directement avec notre correspondant à l'adresse indiquée.

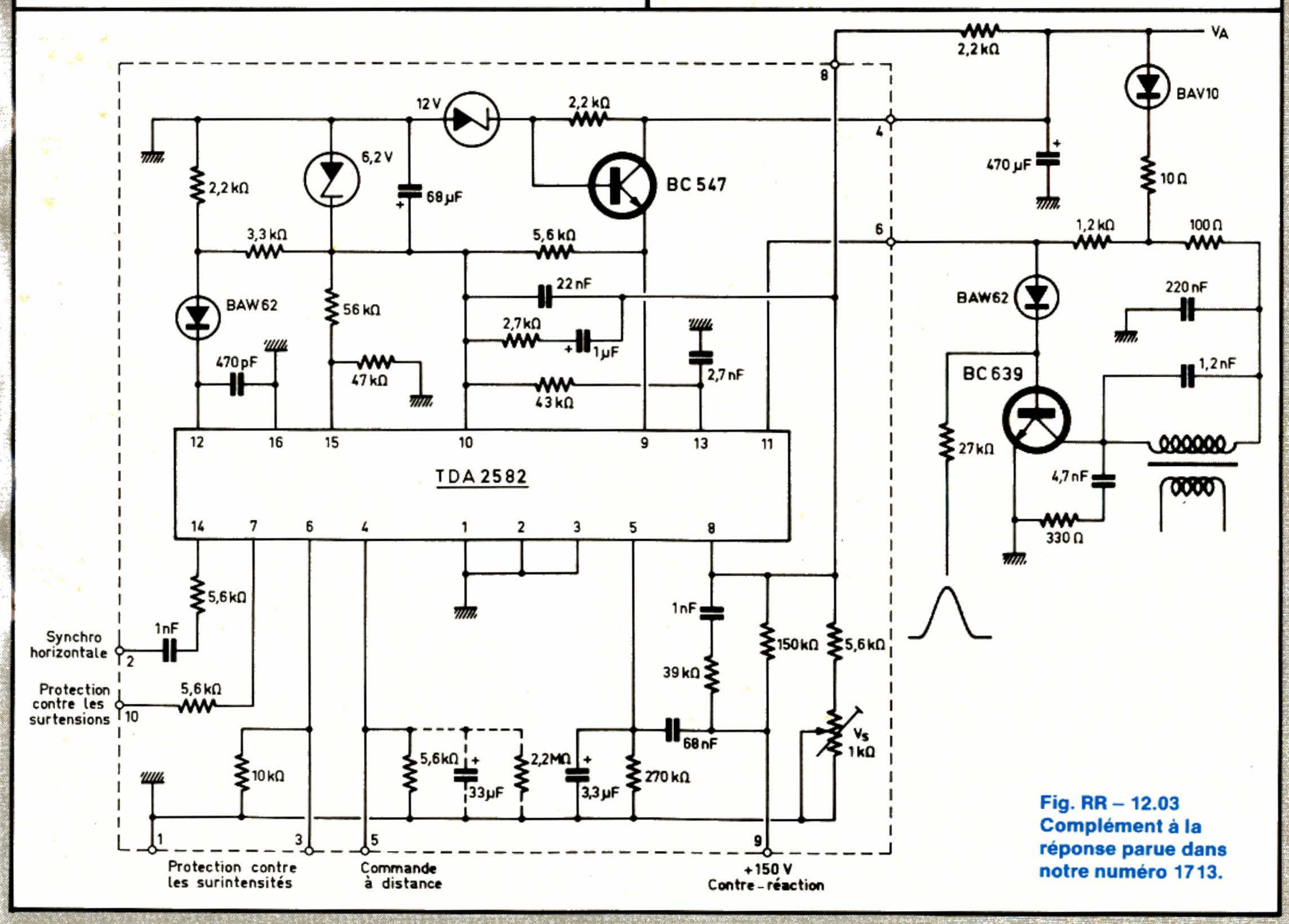


Fig. RR – 12.03 Complément à la réponse parue dans notre numéro 1713.

RR – 02.02-F : M. René LAFFAY, 63 CLERMONT-FERRAND, désire connaître les caractéristiques et le brochage du circuit intégré régulateur LM 338.

Le circuit intégré LM 338 est un régulateur de tension de puissance ajustable ; tension d'entrée maximale = 35 V ; tension de sortie susceptible d'être réduite jusqu'à 1,2 V ; intensité de sortie normale garantie = 5 A (max. possibles à 7, voire 12 A).
Brochage et schéma d'utilisation, voir figure RR-02.02.

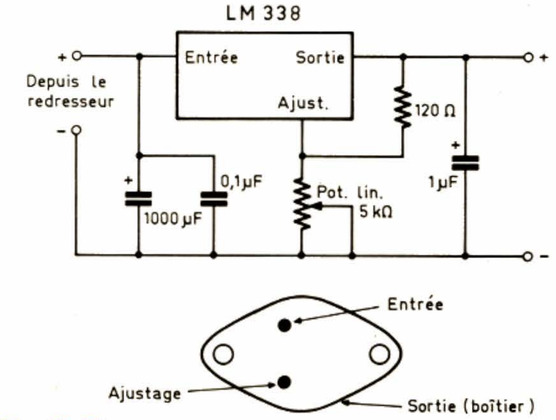


Fig. RR – 02.02

RR – 02.03 : M. Stéphane BARCET, 74 ANNECY, nous demande :
1° des conseils concernant des interconnexions BF ;
2° des schémas de minuteries programmables.

1° Il n'y a pas le moindre problème de branchement entre la sortie de votre table de mixage et les entrées de vos amplificateurs, et il n'y a aucun dispositif électronique à intercaler entre les deux.
Comme nous l'avons dit et écrit maintes fois, il est toujours possible de connecter une source de faible impédance à une entrée d'impédance supérieure (alors que l'inverse est à proscrire).
Or, les deux entrées 220 kΩ de vos amplificateurs réunies en parallèle présenteront une impédance de 110 kΩ, ce qui est encore nettement supérieur à l'impédance de sortie de la table de mixage (3 kΩ). Quant à la tension BF (300 mV), elle est très largement suffisante pour « driver » convenablement les deux amplificateurs (200 mV max.).
2° Nous avons déjà eu l'occasion de décrire de nombreux montages de minuteries programmables dans nos différentes publications, auxquelles nous vous prions de bien vouloir vous reporter, car nous ignorons totalement si elles sont adaptables à l'usage que vous leur destinez. Nous vous suggérons de consulter les revues suivantes :
Electronique Pratique *n°s 48 (p. 124) et 51 (p. 81).*
Haut-Parleur *n°s 1696 (p. 147).*
Radio-Plans *n°s 424 (p. 81) et 431 (p. 27).*
Electronique Applications *n° 33 (p. 49).*
Nous ne vous avons cité que les plus récents montages publiés.

RR – 02.04-F : M. Martin BOCHAMPS, 69008 LYON, désire connaître les caractéristiques et le brochage du circuit intégré 5101.

Le circuit intégré 5101 (immatriculation complète SD 5101) est un multiplexeur (signaux 0-15 V à l'entrée).
Il est constitué de quatre transistors à effet de champ dont les sources sont reliées entre elles et dont les drains séparés constituent les entrées.
Il est souvent employé dans des réseaux de sommaton où la sortie du multiplexeur est connectée à la masse fictive d'un amplificateur opérationnel. Etant donné que la source est toujours à un potentiel voisin de celui de la masse, le drain est positif par rapport à la source, ce qui permet de le commander avec une logique TTL + 5 V ou + 15 V en collecteur ouvert.
Brochage : voir figure RR-02.04.

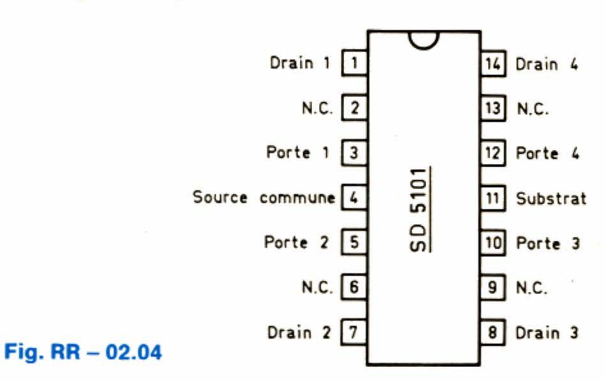


Fig. RR – 02.04

RR – 02.05 : M. Ernest PERRAUD, 01 TREVOUX, désire connaître :
1° les caractéristiques et le brochage du tube cathodique VCR 97 en vue de la construction d'un oscilloscope ;
2° les caractéristiques des composants suivants : CNY 50, TIL 111 et SL 5500.

1° Les caractéristiques du tube cathodique VCR 97 ont été publiées dans notre numéro 1645, page 235, auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter.
Certes, vous pourriez envisager avec ce tube cathodique de construire un oscilloscope. Un montage de ce genre a été décrit dans notre numéro 1110, page 91, qui est maintenant épuisé. Cependant, nous ne vous conseillons guère une telle construction, d'abord parce qu'il n'est pas certain que votre tube cathodique (très ancien) soit encore en bon état, ensuite parce qu'un tube cathodique n'est pas éternel et lorsqu'il sera épuisé, vous n'aurez pas la possibilité de le remplacer (parce que plus fabriqué).
2° Caractéristiques des composants ci-dessous :
CNY 50 : *Photocoupleur constitué par une diode électroluminescente à l'arséniure de gallium émettant dans l'infrarouge et d'un phototransistor NPN au silicium. Tension collecteur-émetteur Vceo (base ouverte) du transistor = 50 V max. ; courant direct en continu If de la diode = 100 mA max ; taux de transfert pour If = 10 mA et Vce = 0,4 V : 25 % minimum à 100 % ; tension continue d'isolement = 1 kV (courant de fuite = 200 nA) ; Pd = 300 mW.*
TIL 111 : *Phototransistor. Vceo = 30 V max ; If = 100 mA max ; Pd = 250 mW ; tension continue d'isolement = 1,5 kV. Caractéristiques de transfert : If = 16 mA ; Ic = 2 mA ; Vce = 0,4 V.*
SL 5500 : *Photocoupleur. Vceo = 30 V max ; If (diode) = 60 mA max ; rapport de transfert en courant continu pour If = 10 mA et Vce = 0,4 V : 40 % minimum ; tension d'isolement = 2,5 kV ; courant de fuite sous 500 V = 200 nA max ; Pd = 150 mW.*

RR – 02.06-F : M. Paul CHAVERAL, 75012 PARIS, nous demande :
1° les caractéristiques et le brochage du circuit intégré FZJ 101 ;
2° des schémas d'amplificateurs BF 2 × 30 W et d'équaliseurs.

1° Le circuit intégré FZJ 101 est une bascule maître-esclave à 2 entrées J et 2 entrées K. La partie « esclave » du module possède deux sorties permettant de connecter entre chacune d'elles et sa sortie correspondante une capacité extérieure, ainsi, l'immunité aux parasites ambiants s'en trouve améliorée.
Vp = 11,4 à 15 V (18 V max) ; entrée H = 7,5 V min. ; entrée L

= 4,5 V max. ; sortie H = 10 V min. ; sortie L = 1,7 V max. ; intensité entrées = 1 à 2 mA ; Ip = 11 mA ; sortie en court-circuit = 37 mA.
Brochage : voir figure RR-02.06.
2° Nous avons déjà décrit de très nombreux montages d'amplificateurs BF stéréo d'une puissance d'environ 2 × 30 W dans nos différentes publications auxquelles nous vous prions de bien vouloir vous reporter :
Radio-Plans n°s 402 (p. 29) et 434 (p. 87).
Haut-Parleur n°s 1699 (p. 105) et 1700 (p. 67).
Nous vous indiquons aussi la réalisation modulaire publiée dans nos numéros 1636 et 1645 inclus.

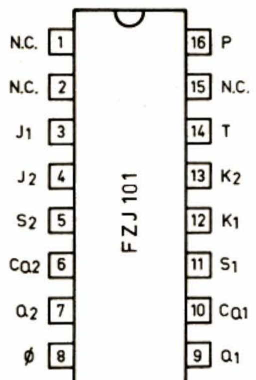


Fig. RR – 02.06

Nous ne vous citons ici que les plus récentes réalisations.
Quant à l'équaliseur, il s'agit d'un module intermédiaire qui s'intercale (ou peut s'intercaler) entre la sortie des étages préamplificateurs et l'entrée de l'amplificateur proprement dit. Vous pouvez vous reporter aux descriptions suivantes :
Haut-Parleur n° 1687 (p. 105).
Electronique Pratique n° 45 (p. 113).
Radio-Plans n° 406 (p. 87).

RR – 02.07 : M. Daniel DEGOULANGE, 63 RIOM, nous demande :
1° conseil pour une meilleure utilisation de haut-parleurs ;
2° le schéma d'une chambre à échos sans bande magnétique, ni ressort.

1° Nous comprenons mal le sens de votre demande. Nous pensons que les haut-parleurs de votre auto-radio sont déjà installés dans des enceintes miniaturisées pour être utilisés à l'intérieur de votre voiture. Nous croyons comprendre que vous voudriez monter ces enceintes miniatures à l'intérieur d'enceintes d'un volume beaucoup plus important afin de les utiliser dans votre appartement... soit une enceinte dans une autre enceinte plus grande ! Hélas, cela ne changera absolument rien à la qualité de reproduction qui restera celle obtenue avec les enceintes miniatures. Pour obtenir une amélioration de la qualité de reproduction, il faudrait démonter les haut-parleurs des enceintes miniatures, les débarrasser de ces dernières et les installer à l'intérieur des coffrets-enceintes d'appartement de volume plus conséquent !
2° Concernant le montage d'une chambre d'échos électronique (sans bande ni ressort), nous vous suggérons de bien vouloir vous reporter aux numéros suivants de la revue Radio-Plans : 424 (p. 69), 425 (p. 83) et 426 (p. 85).

RR – 02.08-F : M. Jean THOMASSON, 82 MONTAUBAN, désire connaître les caractéristiques ainsi que le brochage, et obtenir un schéma d'utilisation du circuit intégré TDA 1111 SP (ou ESM 432 C).

Le circuit intégré TDA 1111 SP (ou ESM 432 C) est un amplificateur de puissance BF. Tension d'alimentation = 28 V ; courant d'alimentation au repos = 25 mA ; courant de crête en sortie = 3,5 A ;

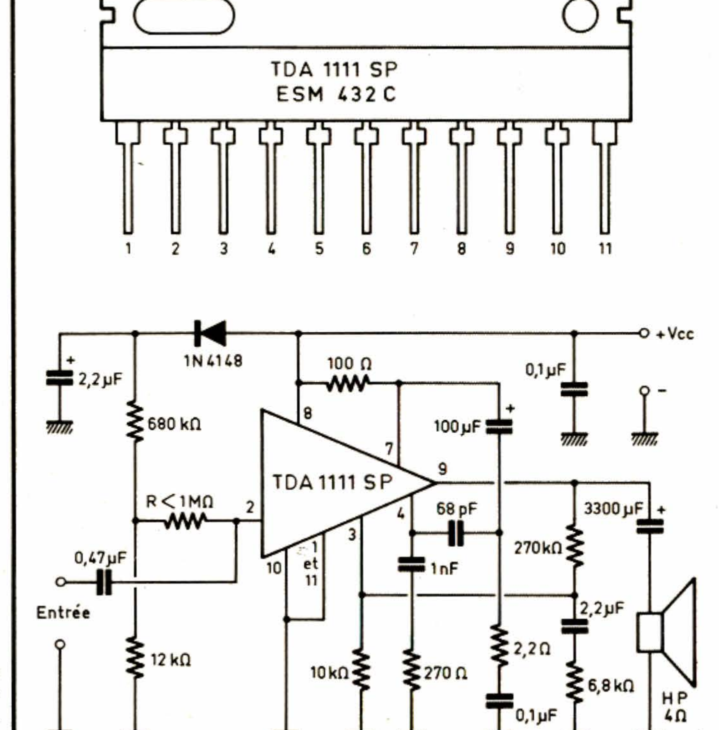


Fig. RR – 02.08

puissance de sortie = 15 à 20 W ; gain en tension = 28 dB (documentation SESCOSEM).
Brochage et schéma d'utilisation : voir figure RR-02.08.
Pour le brochage, nous avons :
1 et 11 = substrat (– Vcc)
2 = entrée non inverseuse
3 = entrée inverseuse
4 = compensation en fréquence
5 et 6 = ne pas connecter
7 = bootstrap
8 = + Vcc
9 = sortie
10 = – Vcc

RR – 02.15 : M. Bernard LINDER, 75020 PARIS, nous demande :
1° la correspondance européenne de divers transistors japonais ;
2° Comment supprimer le « cloc » dans les haut-parleurs lors de la mise en service de certains amplificateurs BF.

1° Voici les correspondances européennes des transistors japonais suivants :
A 771 : BD 188, BD 438, BD 562 (caractéristiques approchées).
C 1986 : BD 267 B, BD 649, BD 701.
D 315 D : BD 241 A, BD 243 A, BD 577, 2N 3054.
C 1318 : BC 487, BC 537, BC 637.
A 562 : BC 328, BC 298, BC 728, BC 636, 2N 2906 ou 2907.
2° Pour la suppression des tocs dans les haut-parleurs, peut-être pourriez-vous essayer le montage de protection à relais faisant l'objet de la figure 24, page 183, n° 1627 (voir le texte s'y rapportant).
Consultez également le montage proposé dans Radio-Plans n° 446, page 43 (circuit « anti-cloc »).

10 - AUBE

Fréquence	Nom et Adresse	Téléphone
92 MHz	**Discone Radio,** 30, rue Hennequin, 10000 Troyes	(25) 76.12.12
99,9 MHz	**Radio 10,** 58, rue Jaillant-Deschainets, 10000 Troyes – Association pour la diffusion de l'information de l'Aube	(25) 73.66.26
89,7 MHz	**Radio des Poumons,** 3, rue de la Cité, 10000 Troyes	(25) 80.23.40
90,6 MHz	**Radio Aube Seine,** Centre commercial du Marais, 1176, av. Diderot-Prolongée, B.P. 13, 10110 Romilly-sur-Seine	(25) 24.00.27

11 - AUDE

Fréquence	Nom et Adresse	Téléphone
93,6 MHz	**Radio Corbières Méditerranée,** 56-58, rue de l'Amiral-Courbet, 11210 Port-la-Nouvelle	(68) 48.04.40
92,4 MHz	**Radio Narbonne 103,** 30, bd Gambetta, 11100 Narbonne – Association : Liberté d'expression Narbonne 103	(68) 41.13.13
90 MHz	**Radio Côte des Roses,** 4, rue des Thermes, 11100 Narbonne	(68) 65.64.58
101,8 MHz	**Radio Ballade,** 4 rue du Théâtre, 11500 Quillan – Association pour la communication en montagne	(68) 20.97.89
95,1 MHz	**Radio Corail,** 50, passage de l'Ancien-Courrier, 11100 Narbonne	(68) 32.75.96
98,90 MHz	**Radio Carcassonne,** 2, rue Victor-Hugo, 11000 Carcassonne – Association : Liberté d'expression	(68) 47.03.52
94,1 MHz	**Radio 11,** 40, rue Barbès, 11000 Carcassonne	(68) 71.17.44
91,6 MHz	**Radio Narbonne,** 2, av. de Weilhem, B.P. 513, 11100 Narbonne	(68) 65.03.61
101 MHz	**Radio Cité 101,** 88, rue de Verdun, 11000 Carcassonne – Association pour le développement de la F.M.	(68) 71.46.46
93,8 MHz	**Radio Limoux,** 18, rue de la Goutine, 11300 Limoux – Association : Liberté d'expression Radio Haute Vallée de l'Aude	(68) 31.47.46

12 - AVEYRON

Fréquence	Nom et Adresse	Téléphone
100 MHz	**Radio Beffroi,** 16, av. Gambetta, 12100 Millau	(65) 60.66.77
101 MHz	**Radio Trenels,** 52 bis, route des Aumières, B.P. 120, 12100 Millau	
101,6 MHz	**Radio Cité 12,** B.P. 320, 12003 Rodez – Association ruthénoise d'animation	(65) 68.50.22
101,3 MHz	**Radio Villefranche,** B.P. 329, 12003 Villefranche-de-Rouergue Cedex 03 Association : Villefranche Haute Fréquence	(65) 45.05.25
100,9 MHz	**Radio Saint-Affrique,** 5, bd de la République, 12400 Saint-Affrique	(65) 99.81.64
102,7 MHz	**Radio Decazeville,** Agnac par Flagnac, B.P. 8, 12300 Decazeville Cedex – Association : Decazeville Fréquence modulée	(65) 63.62.66
100,9 MHz	**Radio Rodez,** B.P. 110, 12000 Rodez Cedex 01 – Association des amis de Radio-Rodez	(65) 42.60.52

13 - BOUCHES-DU-RHONE

Fréquence	Nom et Adresse	Téléphone
89,2 MHz	**Radio Galère - Radio 13,** B.P. 2311, 13213 Marseille Cedex 2 – Association régionale pour la culture, l'animation et la diffusion de l'information sociale	
90,4 MHz	**A l'escouto de Prouvenço** – Association Vaqui Prouvenço, radio bilingue	(91) 42.35.66
90,4 MHz	**Radio Espérance** – Association Vie et santé, 81, chemin de Pont-de-Vivaux-Saint-Tronc, 13010 Marseille	
88,8 MHz	**Radio Grenouille,** 22, rue Edouard-Vaillant, 13003 Marseille – Association des amis du théâtre Axel Toursky et de la compagnie Richard Martin Cette radio a été regroupée avec : **Radio Utopie,** 82, rue Hoche, 13003 Marseille	(91) 02.44.44 (91) 84.69.98



LE BRUIT DE FOND

Nous avons vu dans le précédent numéro les origines du bruit de fond : bruits d'origine artificielle (tels les parasites industriels) et bruits d'origine naturelle (tels ceux dus au rayonnement thermodynamique des corps, aux perturbations atmosphériques, aux parasites solaires et cosmiques et, enfin, aux fluctuations spontanées dues au caractère granulaire ou quantifié des grandeurs physiques) ; nous avons vu également comment les bruits des composants, actifs ou passifs, pouvaient être figurés par des générateurs de courant et de tension, utilisables pour mener à bien une évaluation de l'importance de ces bruits. A cette occasion ont été donnés un certain nombre d'exemples destinés à rendre plus concrets et « palpables » les théories – élémentaires – exposées.

Nous consacrerons cette fois l'essentiel de cette suite aux bruits dans le domaine de la basse fréquence*.

Bruit total et rapport S/B

Les sources de bruit d'un amplificateur peuvent être regroupées, ce qui permet de représenter un amplificateur réel, comportant donc des sources de bruit, comme un amplificateur idéal – donc sans bruit – comportant à son entrée deux générateurs de bruit, générateurs fictifs de tension et de courant comme indiqué figure 1. La densité spectrale de bruit de ces générateurs, e_b et i_b, est exprimée en volts RMS/$\sqrt{Hz}$ et en ampères RMS/$\sqrt{Hz}$ respectivement. Cette représentation facilite les calculs de rapport signal/bruit (S/B) et de figure de bruit (ou de facteur de bruit).

Précisons ici que la figure de bruit FB et le facteur de bruit F sont reliés par la relation :

$$F\ (\text{tension}) = 10^{FB/20} \quad (1)$$

ou encore :

$$F\ (\text{puissance}) = 10^{FB/10} \quad (1')$$

Nous supposerons en outre que e_b et i_b sont des sources de bruit blanc et non corrélées, donc indépendantes l'une de l'autre. Ces hypothèses simplifient les calculs et conduisent à des conclusions valables et réalistes. La figure 2 illustre la variation, en fonction de la fréquence des générateurs e_b et i_b en fonction de la fréquence pour un amplificateur réel. La plupart des constructeurs d'amplificateurs de mesure spécifient la caractéristique de bruit de leurs appareils par FB. Grâce à FB, ou encore à i_b et e_b, l'utilisateur peut se faire rapidement une idée des performances d'un amplificateur, et ainsi adapter de façon optimale ce dernier au dispositif de mesures dans lequel cet appareil est utilisé.

Parce que les sources de bruit sont considérées comme étant aléatoires et indépendantes (non corrélées), la puissance de bruit d'un système est additive et le bruit RMS total est la racine carrée de la somme des carrés des tensions de chaque sortie des générateurs pris séparément.

Quand le gain G_o de l'amplificateur est grand, il n'est pas nécessaire de

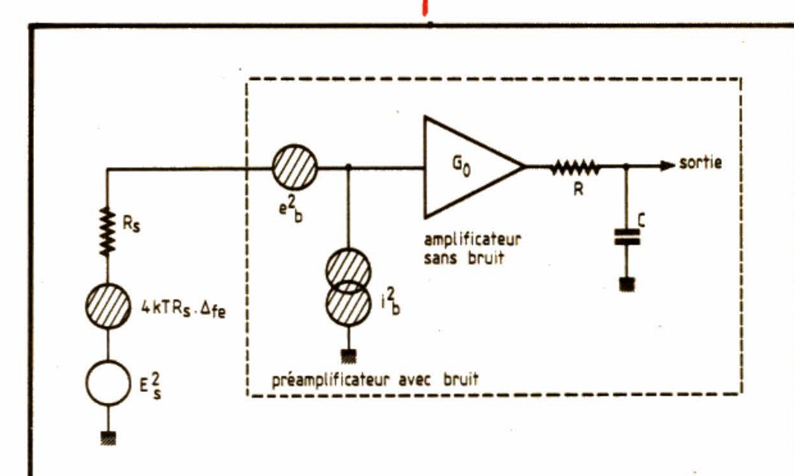


FIGURE 1. – Circuit équivalent d'un amplificateur de gain G_o attaqué par une source de tension de valeur quadratique moyenne E_s^2. R_s représente la résistance de la source, sans bruit, puisque celui-ci est figuré par le générateur 4 kTR_s . Δf_e. La cellule RC est destinée à réduire le bruit au-delà des fréquences utiles.

* Certes, le terme « audio-fréquence » serait sans doute préférable, s'il ne s'agissait que de fréquences audibles. Mais comme nous envisagerons des fréquences au-delà de ces dernières sans pour autant être en H.F., nous pensons que cette appellation est mieux adaptée à la gamme de fréquences couverte.

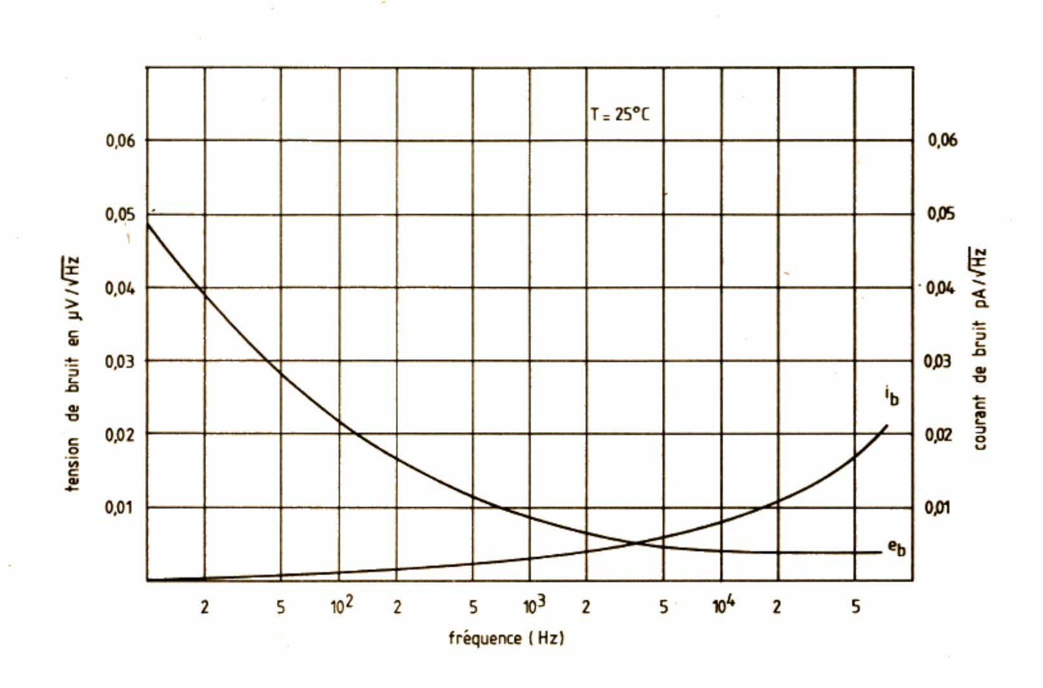


FIGURE 2. – Tension et courant de bruit en fonction de la fréquence pour un préamplificateur à faible bruit.

prendre en compte la contribution au bruit apportée par la cellule RC passe-bas existant (éventuellement) en sortie (fig. 1).

La tension de bruit totale en sortie est donnée par :

$$E_{sb} = \sqrt{[4\,k\,TR_s + e_b^2 + (R_s\,i_b)^2]\,.\,\Delta f_e\,.\,G_o} \quad (2)$$

E_s, en volts RMS ; Δf_e : bande effective de bruit ($\Delta f_e = 1/4\,RC$ dans le cas d'un filtre passe-bas en sortie. On trouvera l'explication de cette valeur en appendice à la fin de cet article).

Quant au rapport S/B, il est égal, en tension, à $E_s\,G_o/E_{sb}$, soit :

$$(S/B) = E_s/\sqrt{[4\,k\,TR_s + e_b^2 + (R_s\,i_b)^2]\,.\,\Delta} \quad (3)$$

Il est parfois utile de connaître le bruit total ramené à l'entrée E_{sbe}, ce qui s'obtient en faisant le rapport E_{sb}/G_o. Ce qui montre que E_{sbe} peut être obtenu en mesurant en sortie, avec un voltmètre gradué en valeurs RMS et en divisant la valeur lue par le gain G_o de l'amplificateur. Il est évident que E_{sbe} ne peut être obtenu en branchant directement le voltmètre à l'entrée de l'amplificateur puisque le bruit de celui-ci est essentiellement généré par l'étage d'entrée situé après cette dernière.

On remarquera que pour un amplificateur donné, le rapport S/B sera maximal pour $R_s = 0$.

La relation (3) montre également que le rapport S/B sera amélioré en réduisant Δf_e aux seules fréquences utiles, celles qui sont porteuses d'informations. C'est ainsi que le filtre passe-bas pourra être complété par un filtre passe-haut destiné à atténuer les composantes de bruit aux fréquences les plus basses.

D'après (1) et (1'), on peut aussi écrire FB en décibels :

$$FB = 20\,\log_{10}\,.\,\frac{(S/B)_e}{(S/B)_s} \quad (4)$$

FB étant obtenu « en tension », $(S/B)_e$ étant le rapport existant à l'entrée, amplificateur non branché et $(S/B)_s$ le rapport obtenu en sortie d'amplificateur, rapports exprimés « en tension ».

De même, pour FB « en puissance » :

$$FB = 10\,\log_{10}\,.\,\frac{(S/B)_e}{(S/B)_s} \quad (4')$$

les rapports (S/B) étant cette fois exprimés « en puissance ».

Par exemple, pour l'amplificateur de la figure 1, nous avons « en puissance » :

$$FB = 10\,\log_{10}\,\frac{\dfrac{E_s^2}{4\,k\,TR_s\,.\,\Delta f_e}}{\dfrac{E_s^2}{[4\,K\,TR_s + E_b^2 + (R_s\,i_b)^2]\,.\,\Delta f_e}} \quad (5)$$

soit, après simplification :

$$FB = 10\,\log_{10}\left[1 + \frac{e_b^2 + (R_s\,i_b)^2}{4\,kT\,.\,R_s}\right] \quad (6)$$

Nous avons aussi, « en puissance », pour le facteur de bruit F :

$$F = \left[1 + \frac{e_b^2 + R_s i_b)^2}{4\,k\,T\,R_s}\right] \quad (7)$$

Quant au bruit total ramené à l'entrée E_{sbe}, il est égal à :

$$E_{sbe} = \sqrt{4\,k\,TR_s\,\Delta f_e}\,.\,10^{FB/20} \quad (8)$$

E_{sbe} étant exprimé en volts RMS.

(8) montre que pour une résistance de source R_s donnée, l'amplificateur le moins bruyant est celui qui a la plus petite FB. Un amplificateur sans bruit ($i_b = 0$, $e_b = 0$) a une FB de 0 dB.

On remarquera que FB augmente quand R_s diminue.

Contours de figures de bruit

Les contours de figures de bruit sont les lieux des points tels que FB =

Constante. Cette représentation est très utile, dans le cas d'un signal modulé à fréquence fixe, pour déterminer à la fois la fréquence de modulation et la résistance de source optimale. La figure 3 donne un exemple de cette représentation pour un préamplificateur de mesure (« Princeton Applied Research » modèle 113). Le bruit équivalent à l'entrée et les rapports S/B peuvent être déterminés en utilisant conjointement (8) avec les contours de bruit.

Pour mesurer FB, on utilise l'installation schématisée figure 4. Le générateur de bruit fournit un bruit blanc étalonné en $\mu V/\sqrt{Hz}$. Quand le générateur de bruit est éteint, la résistance de source R_s et l'amplificateur donnent en sortie une tension de bruit de x volts RMS. Quand le générateur de bruit est allumé, sa tension de sortie est ajustée pour que la lecture en sortie soit x $\sqrt{2}$. Ce qui signifie qu'une tension étalonnée égale à E_{sbe} est ajoutée à E_{sbe}, ce qui permet de lire directement E_{sbe} sur la source étalonnée.

Pour une fréquence f donnée et une valeur de R_s :

$$FB = 10 \log_{10} [(E_{sbe})^2 / 4 \, kT \, R_s] \quad (9)$$

En faisant varier R_s tout en maintenant l'amplificateur sélectif sur la fréquence f, on peut déterminer FB en fonction de R_s. Par ailleurs, en maintenant R_s constant tout en faisant varier f, on détermine FB en fonction de f, ce qui permet la représentation de la figure 4.

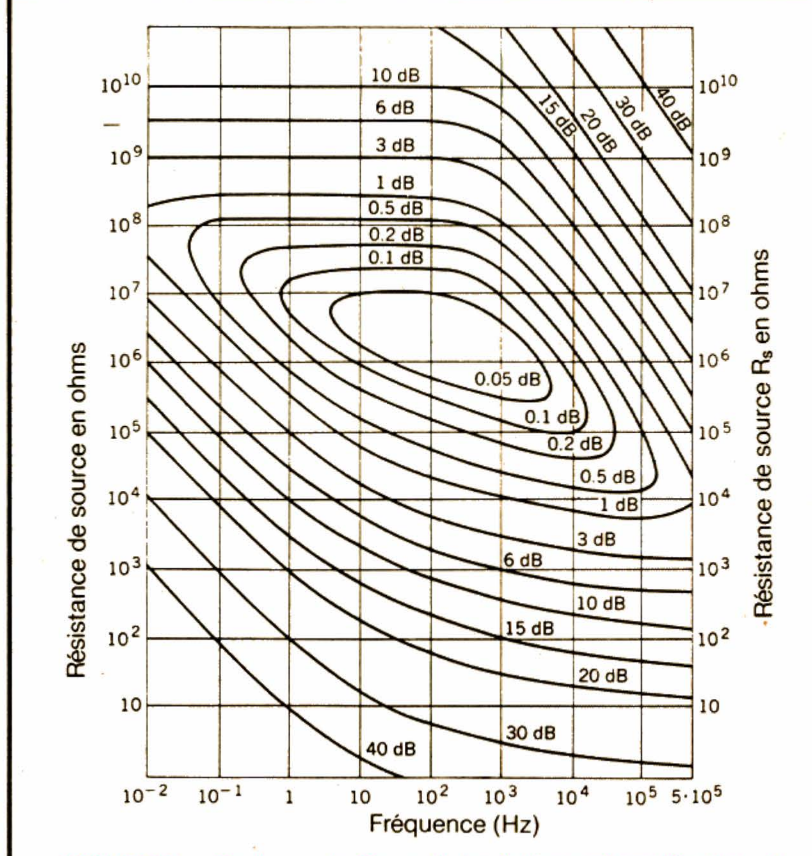


FIGURE 3. – Contours de figure de bruit d'un préamplificateur de faible bruit (Modèle 113 PAR).

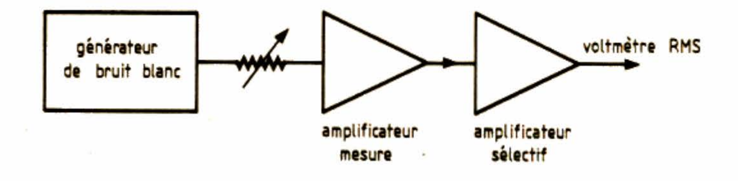


FIGURE 4. – Représentation schématique d'un dispositif de mesure de bruit pour établir une figure de bruit.

Résistance de source optimale

Quelle est la valeur de la résistance de source R_s qui rendra le facteur de bruit F minimal ? Soit R_{op} cette valeur particulière de R_s ; R_{op} présente, nous le verrons au prochain paragraphe, un grand intérêt puisque porter R_s à R_{op} grâce à un transformateur d'adaptation augmente de façon significative le rapport S/B.

Nous partons de l'expression du facteur de bruit F (7).

$$F = \left[1 + \frac{e_b^2 + (R_s \, i_b)^2}{4 \, k \, T \, R_s}\right]$$

que nous différentions par rapport à R_s :

$$\frac{dF}{dR_s} = 4 \, k \, T \, . \, \frac{(R_s \, i_b)^2 - e_b}{\text{dénominateur}}$$

dF/dR_s, négatif pour les faibles valeurs de R_s et positif pour les fortes valeurs de R_s, s'annule pour une valeur intermédiaire $R_s = R_{op} = e_b/i_b$ qui marque donc bien un minimum de F.

F prend alors la valeur $F = F_m$

$$F_m = 1 + \frac{e_b \, . \, i_b}{2kT} = 1 + \frac{2 \, e_b^2}{4kTR_{op}} \quad (10)$$

Nous avons supposé e_b et i_b invariants avec la fréquence. En fait, e_b et i_b varient en fonction de la fréquence comme le montre la figure 2. Dans ces conditions, R_{op} et F_B varient comme indiqué figure 5.

Amélioration du S/B par adaptation

Porter la résistance d'une source R_s à la valeur R_{op} par interposition d'un transformateur d'adaptation conduit à une amélioration substantielle du rapport S/B. Dans ce qui suit, pour simpli-

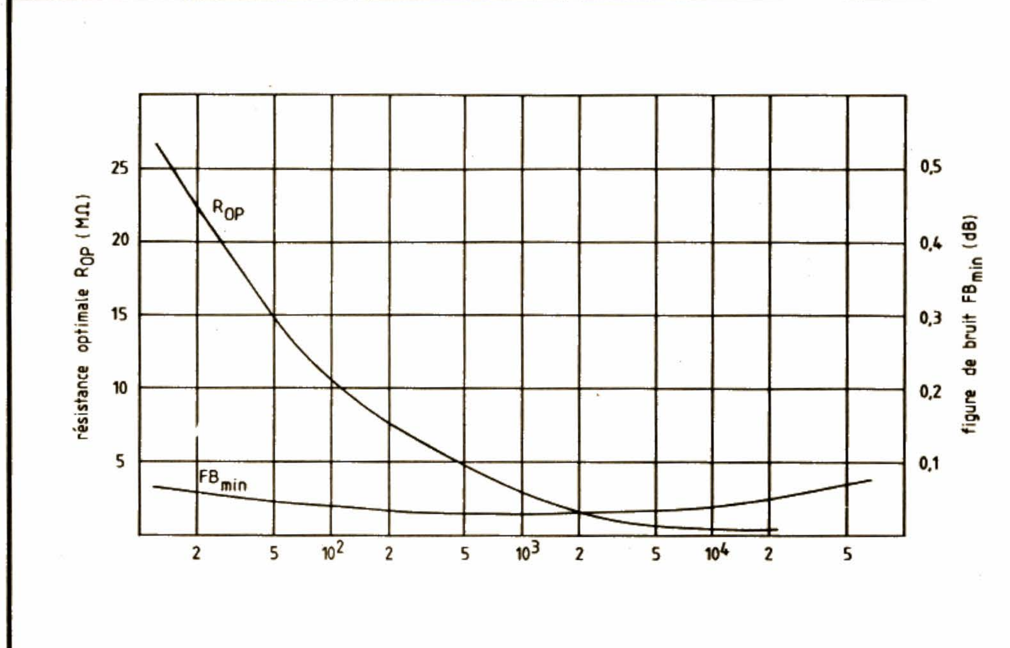


FIGURE 5
Variation de R_{op} et de FB avec la fréquence pour un préamplificateur à faible bruit.

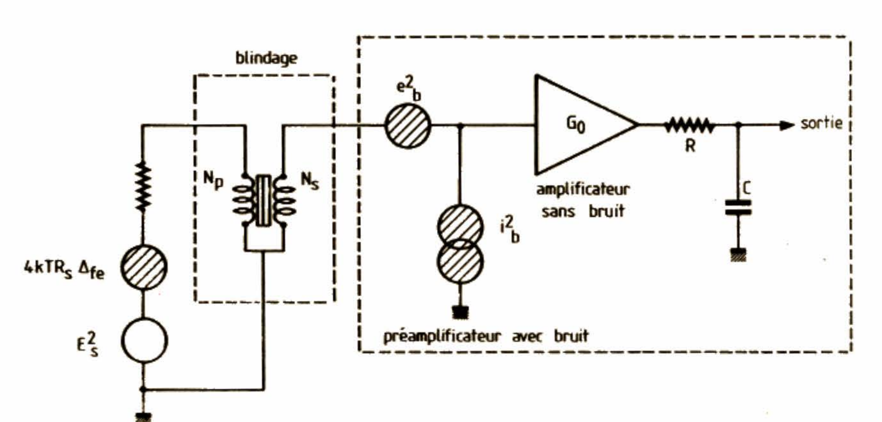


FIGURE 6
Utilisation d'un transformateur pour adapter R_s au R_{op} d'un préamplificateur.

fier les calculs, nous supposerons le transformateur parfait – donc sans pertes, sans fuites et avec une self inductance infinie – avec un rapport de transformation $n = N_s/N_p$, N_p et N_s étant respectivement le nombre de spires du primaire et du secondaire (fig. 6). L'impédance que nous devons ramener à l'entrée de l'amplificateur par un choix judicieux de n est :

$$R_{op} = n^2R_s = e_b/i_b \qquad (11)$$

Si nous définissons par ρ_a le facteur d'amélioration du S/B :

$$\rho_a = \frac{(S/B)\text{ avec transformateur}}{(S/B)\text{ sans transformateur}}$$

nous obtenons, à partir de (3) évalué en puissance :

$$\rho_a = \frac{\dfrac{n^2 . E_s^2}{4kTR_{op} + e_b^2 + (R_{op}\,i_b)^2}}{\dfrac{E_s^2}{4kTR_s + e_b^2 + (R_s\,i_b)^2}}$$

et, compte tenu de (7) et (10) :

$$\rho_a = \frac{\left[1 + \dfrac{e_b^2 + (R_s i_b)^2}{4kTR_s}\right]}{\left(1 + \dfrac{2e_b^2}{4kTR_{op}}\right)}$$

Le dénominateur de ce rapport représente F_m d'après (10), et son numérateur F d'après (7).

On veillera à respecter l'homogénéité pour ρ_a : l'amélioration de S/B « en puissance » implique F et F_m exprimés en watts (puissance) et l'amélioration de S/B en tension implique F et F_m exprimés en volts (tension).

Exemple :

Supposons un préamplificateur de mesure à faible bruit dont les caractéristiques spécifient qu'à la fréquence de travail : $e_b = 10^{-8}\ V/Hz^{1/2}$ et $i_b = 10^{-14}\ A/Hz^{1/2}$, alors que la source présente un R_s d'une valeur de 10 Ω.

Comme il a été vu, avec ces données :

$$R_{op} = e_b/i_b = n^2R_s$$
$$= 10^{-8}/10^{-14} = 10^6\ \Omega$$

Un rapport de transformation $n = \sqrt{10^5}$ est donc nécessaire pour l'amélioration maximale. Or, avec ces chiffres, d'après (7) :

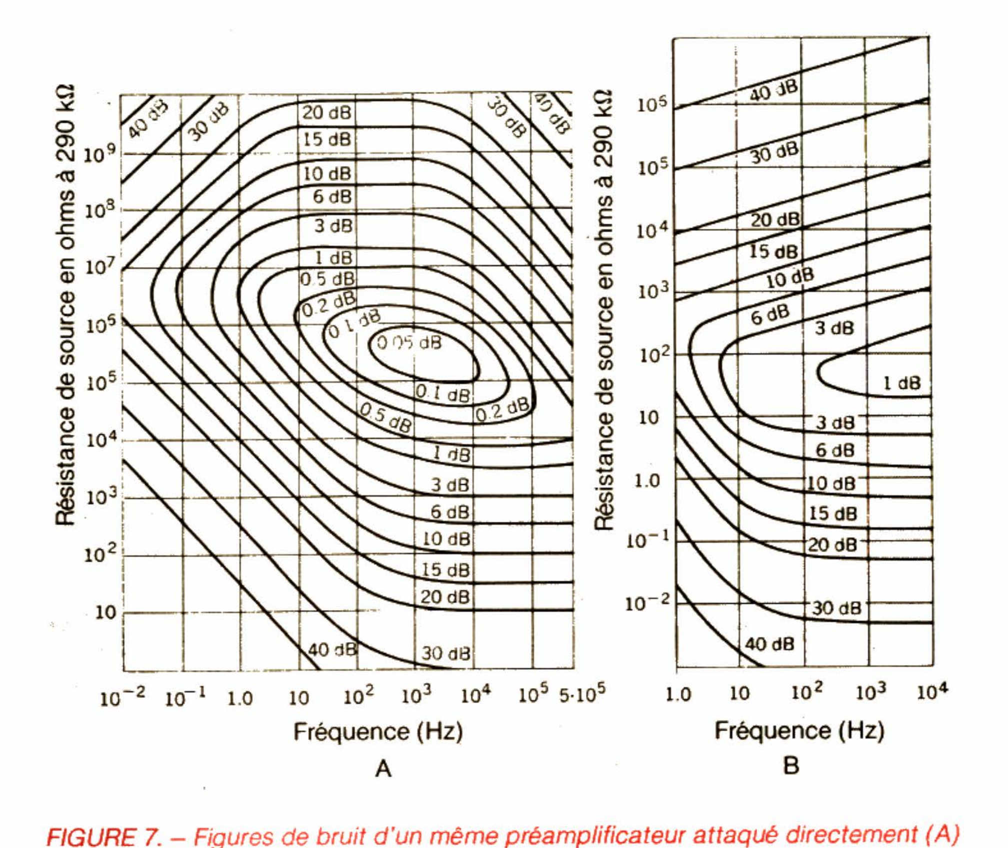


FIGURE 7. – Figures de bruit d'un même préamplificateur attaqué directement (A) et par l'intermédiaire d'un transformateur (B).

$$F = 1 + \frac{10^{-16} + 10^{-26}}{1{,}66 \,.\, 10^{-20} \,.\, 10} \simeq 600$$

(soit $F_B \sim 28$ dB).

Alors que F_m, quand le transformateur est utilisé, est de :

$$F_m = 1 + \frac{10^{-8} \,.\, 10^{-14}}{0{,}83 \,.\, 10^{-20}} \simeq 1{,}01$$

(soit $F_B \sim 0$ dB)

L'amélioration en puissance est donc voisine de $\rho_a = 600$ ($\simeq 24$ en tension). Il n'est pas toujours possible d'atteindre F_m, à cause des approximations que nous avons pu faire sur le transformateur, mais on peut s'attendre cependant à des améliorations intéressantes.

En ce qui concerne le transformateur réel, les perturbations proviennent à la fois du bruit thermique dû à la résistance des enroulements, du bruit de Barkhausen – qui est généré par les domaines magnétiques du circuit du même nom quand un signal est appliqué à l'enroulement primaire –, et aussi des inductions magnétiques extérieures et des vibrations. Les inductions magnétiques extérieures proviennent essentiellement du secteur (50 Hz et premiers harmoniques) ; on les minimise avec un blindage (mu-métal) qui peut être important, et aussi par une orientation judicieuse du transformateur. La sensibilité aux vibrations peut être supprimée en grande partie par une suspension adéquate sur silent-blocs absorbeurs de vibrations. La plupart du temps, la source de bruit la plus importante a pour origine la résistance des enroulements, et son importance peut être facilement calculée.

Par exemple, un transformateur de rapport n = 100, ayant une résistance primaire de 1 Ω et une résistance secondaire de 10 000 Ω, aurait une résistance de :

$$r_p + \frac{r_s}{n^2} = 1 + \frac{10\,000}{10\,000} = 2\,\Omega$$

ramenée au primaire et de :

$$n^2 \,.\, r_p + r_s = 10\,000 \,.\, 1 + 10\,000 = 20\,000\,\Omega$$

ramenée au secondaire, r_p et r_s étant respectivement les résistances des enroulements primaire et secondaire.

La figure 7 montre les contours de bruit d'un préamplificateur de mesure de laboratoire (Modèle 116 de Princeton Applied Research) disposant de deux entrées : une à haute impédance et une à basse impédance, cette dernière grâce à un transformateur incorporé. Si nous disposons d'une source, délivrant un signal à 100 Hz, de résistance 100 Ω, quelle est l'entrée qu'il est préférable de choisir pour obtenir le S/B le plus favorable ?

D'après la figure 7, ce préamplificateur, couplé directement, a un F_B de 15 dB dans les conditions ci-dessus, alors que le passage par transformateur conduit à un F_B de 2 dB, soit une amélioration de 13 dB, ce qui correspond à une amélioration, en tension, d'un facteur de près de 4,5.

Cet exemple est plus précis que le précédent puisqu'il met en situation un transformateur réel avec ses imperfec-

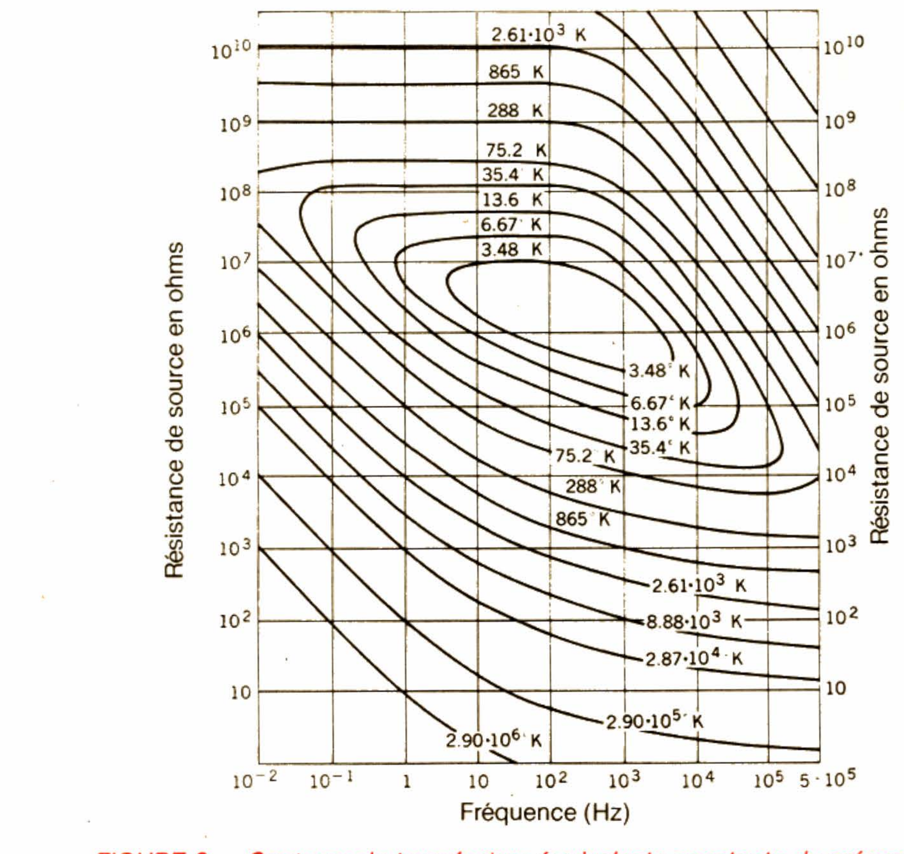


FIGURE 8. – Contours de température équivalente constante du préamplificateur figure 3.

tions que traduisent les contours de bruit et qui sont cette fois des quantités mesurées. Bien entendu, la source est considérée comme n'apportant du bruit que d'origine thermique.

Un transformateur se comporte comme un filtre passe-bande dont la bande passante se rétrécit au fur et à mesure que la résistance R_s de la source augmente. Toutefois, il importe que la réponse en fréquence du transformateur soit relativement plate dans le domaine fréquentiel dans lequel on désire travailler ; dans le cas contraire, le ρ_a différera sensiblement de celui escompté. En pratique, R_s n'est jamais nulle et le rapport S/B peut être augmenté en adaptant par transformateur, ce qui permet d'obtenir une résistance ramenée plus forte, proche de R_{op} ; **ce qui ne veut pas dire** que l'on obtiendrait le même résultat en insérant en série avec R_s une résistance physique pour aboutir à R_{op}. En opérant de cette façon, on aboutirait à une dégradation du rapport S/B comme le montre l'expression de E_{sbe} ($E_{sbe} = E_{sb}/G_o$), d'abord parce que la résistance série supplémentaire ajouterait un bruit considérable à celui de la source, et ensuite parce que l'augmentation de tension aux bornes du préamplificateur amène un accroissement du courant de bruit du préamplificateur ; ce dernier effet peut être particulièrement dangereux puisqu'il varie proportionnellement avec la résistance totale de la source alors que le bruit thermique (en tension) varie comme la racine carrée de la source.

L'emploi du transformateur d'adaptation et le bénéfice qu'il apporte dans l'amélioration du rapport S/B explique pourquoi il est utilisé avec les cellules lectrices des tourne-disques quand celles-ci sont à très basse impédance (quelques ohms). Les considérations que nous avons pu faire à propos du transformateur d'adaptation montre que celui-ci doit être de bonne qualité, blindé correctement, avec des enroulements peu résistants, ce qui en explique le prix...

Résistance de bruit équivalente et température de bruit équivalente

Outre les méthodes du générateur de bruit équivalent et de la figure de bruit, d'autres méthodes sont également utilisées. Une de celles que l'on rencontre également souvent consiste à considérer une résistance de bruit série R_e et une résistance de bruit parallèle R_i, R_e et R_i étant définies par :

$$R_e = \frac{2\,e_b^2}{4\,kT} \qquad (12)$$

$$\text{et } R_i = \frac{4\,kT}{i_b^2} \qquad (13)$$

avec :

– e_b : f.e.m. du générateur (Thévenin) de bruit équivalent ;

– i_b : courant du générateur (Norton) de bruit équivalent ;

– k : constante de Boltzmann ;

– T : température en kelvins.

En utilisant R_e et R_i, la relation (6) prend la forme :

$$FB = 10 \log \left(1 + \frac{R_e}{R_s} + \frac{R_s}{R_i}\right) \quad (14)$$

(14) rend plus facile de comprendre comme FB varie en fonction de R_s. Pour R_s très grand ou R_s très petit, FB est grand, alors que la valeur minimale de FB est obtenue quand $R_e/R_s = R_s/R_i$.

En différentiant par rapport à R_s, il vient :

$$R_{op} = \sqrt{R_e R_i} \quad (15)$$

(15) peut être porté dans (14) pour obtenir FB minimum :

$$FB_{min} = 10 \log \left(1 + 2 \sqrt{\frac{R_e}{R_i}}\right)$$

On pourra se reporter au paragraphe « Résistance de source optimale » pour comparer les résultats obtenus.

R_e et R_i peuvent être facilement évalués au moyen du contour 3 dB de la figure de bruit. Dans la région où le haut et le bas de ce contour sont l'un maximum et l'autre minimum, la valeur de R_i est donnée, en ordonnée (fig. 3 par exemple) par la zone maximale du contour, et R_e par la zone minimale.

La température de bruit équivalente T_e est un autre moyen d'exprimer la caractéristique de bruit d'un amplificateur. T_e, pour un amplificateur attaqué par une source de résistance donnée, est définie comme l'accroissement de la température de la résistance de la source nécessaire pour produire la puissance de bruit observée en sortie d'amplificateur, celui-ci étant supposé alors comme parfait et sans bruit (on pourra se reporter au précédent numéro du *Haut-Parleur* pour cette notion). Comme la figure de bruit, la température de bruit équivalente est fonction à la fois de la résistance de la source et de la fréquence, et nous pouvons tracer des contours de température de bruit équivalente qui définissent la caractéristique de bruit d'un amplificateur de la même manière que les contours de figure de bruit. Mais au contraire de la figure de bruit, la température de bruit équivalente **n'est pas une fonction de la température de la résistance de la source.** La figure 8 représente les contours de température de bruit constante du même préamplificateur dont la figure 3 donne les contours de figure de bruit. La relation reliant T_e à FB est :

$$T_e = 290\,(10^{FB/10} - 1)$$

290 étant la température, en kelvins, prise comme référence dans les mesures de bruit, comme il a déjà été vu.

Cette notion de température de bruit équivalente T_e est utile, comme l'ont montré les exemples du précédent numéro, pour les mesures sur les antennes et masers et évaluer leurs performances. Elle l'est aussi quand la résistance de la source n'est pas à température de l'amplificateur (mesures cryogéniques par exemple).

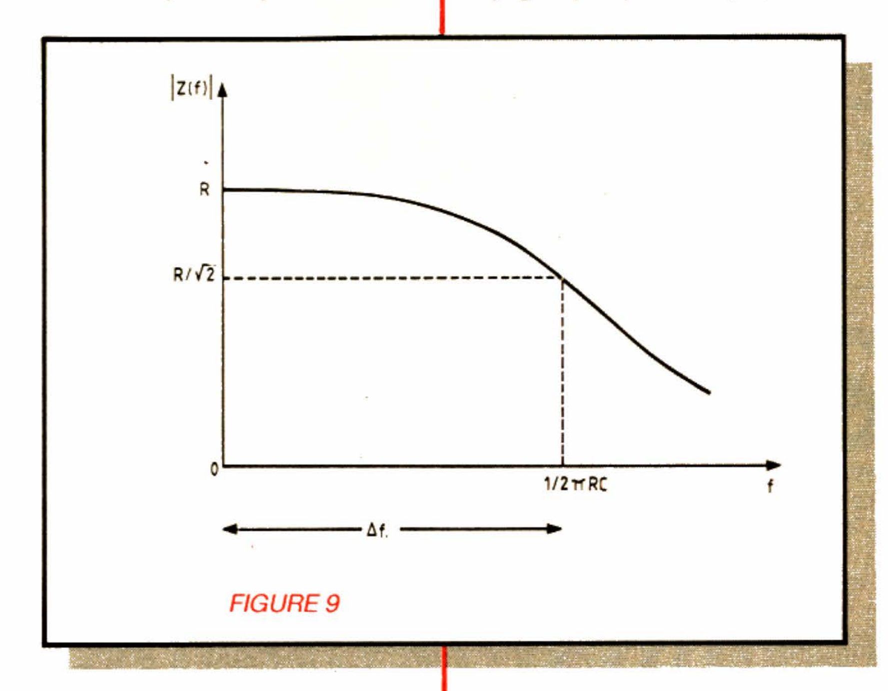


FIGURE 9

Bande passante effective d'un filtre RC

Un amplificateur à faible impédance de sortie comme celui de la figure 1, terminé sur un circuit série RC peut être représenté comme un générateur à tension constante (Thévenin) attaquant ce même circuit RC série.

On peut aussi la représenter comme un générateur de courant attaquant un circuit RC parallèle.

L'impédance Z d'un tel circuit parallèle est :

$$Z = \frac{R}{1 + j R C \omega}$$

La bande passante d'un circuit de ce type, qui est un filtre passe-bas, a ses fréquences limites pour f = 0 (Z = R) et pour $R C \omega = 1$, soit $f = 1/2 \pi R C$ (soit $Z = R \sqrt{2)}$ qui fixe la valeur de la fréquence de coupure à – 3 dB. La variation de $|Z|$ en fonction de la fréquence est donnée figure 9.

On appelle bande passante effective Δf_e l'expression :

$$\Delta f_e = \frac{1}{|Z_m|^2} \int_0^\infty |Z|^2 . df$$

où $|Z_m|$ représente la valeur maximale de Z, ce qui a lieu pour f = 0 : $|Z_m| = R$ et :

$$\Delta f_e = \frac{1}{R^2} \int_0^\infty \frac{R^2}{1 + R^2 C^2 \omega^2} df$$

$$= \int_0^\infty \frac{1}{1 + R^2 C^2 \omega^2} df$$

Le calcul de cette intégrale se fait en posant :

$$x = \frac{\omega}{\omega_c} \quad \text{avec } \omega_c = \frac{1}{RC}$$

soit : $x = 2 \pi f . R C$

et $dx = 2 \pi . R C\, df$

d'où :

$$\Delta f_e = \frac{1}{2 \pi R C} \int_0^\infty \frac{1}{1 + x^2} . dx$$

$$\Delta f_e = \frac{1}{2 \pi R C} . \frac{\pi}{2} = \frac{1}{4 R C}$$

La bande passante effective Δf_e est donc inférieure à Δf puisque :

$$\Delta f_e = \Delta f . \pi/2$$

ce qui se conçoit aisément puisque l'amplitude du signal de bruit transmis diminue au fur et à mesure que la fréquence augmente. On conçoit dans ces conditions que la bande passante effective, qui équivaut à celle dans laquelle le signal de bruit blanc aurait une densité spectrale constante, soit inférieure à Δf.

En conclusion

Nous sommes loin d'avoir fait le tour de la question, essentielle, du bruit de fond. Mais nous espérons avoir attiré l'attention des utilisateurs sur les problèmes que peut poser ce phénomène, ainsi que leur avoir donné quelques idées sur son évaluation, et sur quelques moyens de le réduire.

Ch. PANNEL

Bibliographie

Articles :

- Thomas Coor : « Signal to noise optimization in precision measurement systems ». Journal of Chemical Education. Vol. 45, n° 7 et 8 (1968).
- S. Letzter et N. Webster : « Noise in amplifier ». IEEE Spectrum, pp. 67-75, août 1970.
- Notes d'Applications de la « Princeton Applied Research ».

Ouvrages :

- A. Blanc-Lapierre et B. Picinbono : « Propriétés statistiques du bruit de fond ». Masson (1961).
- A. Blanc-Lapierre : « Modèles statistiques pour l'étude de phénomènes de fluctuations ». Masson (1963).
- B. Picinbono : « Introduction à l'étude des phénomènes aléatoires ». Dunod (1968).
- B. Pistoulet et M. Savelli : « Physique des dispositifs électroniques ». Dunod (1969).
- J. Voge : « Propagation des ondes ». Cours ENST 1977 (hors commerce).
- V. Biggi : « Le bruit dans les récepteurs ». Cours E.S.E. 1970 (hors commerce).
- J.A. Betts : « Signal processing, modulation and noise ». Hodder and Stoughton (1981).
- R.G. Meadows : « Electrical Communications ». Mac Millan (1981).
- R. King : « Electronic circuits and systems ». Nelson (1980).
- W.B. Davenport et W.L. Root : « An introduction to the theory of random signals and noise ». Mc Graw-Hill (1958).
- M. Schwartz : « Information, transmission, modulation and noise ». 3e éditions Mc Graw-Hill (1980).
- A. Bruce Carlson : « Communication systems ». 2e édition. Mc Graw-Hill (1975).
- A. Papoulis : « Signal analysis ». Mc Graw-Hill (1977).
- F.G. Stremler : « Introduction to communication systems ». Addison-Wesley (1977).
- H. Stark et F.B. Tuteur : « Modern Electrical Communications : Theory and Systems ». Prentice-Hall (1979).

BLOC-NOTES

POTENTIOMETRES MINIATURES



Emile Joly S.A. propose une gamme de potentiomètres et d'ajustables miniatures et subminiatures fabriqués en R.F.A.

Citons le 5010-300, un potentiomètre multitours, pour application professionnelle, du type Cermet, qui peut accepter jusqu'à 300 V (dimensions 19 × 4,7 × 6,4 mm). Les 5021-300 et 5021-600 sont des ajustables de précision pour application professionnelle. Du type Cermet, elles sont étanches, antiflux et antisolvant.

Distribution :
Emile Joly S.A., 219, rue de la Croix-Nivert, 75015 Paris. Tél. : (1) 828.38.28.

TOUJOURS DE L'AUDAX

La série HDP de haut-parleurs à diaphragme plan d'Audax est inaugurée avec le HDP-15.

Trois ans d'études et de recherches ont été nécessaires à sa conception. Le découpage de sa membrane en matériau composite est réalisé au rayon laser. Le HDP-15 est disponible en deux versions : composite alu - mousse alvéolaire - alu ou composite carbone - mousse alvéolaire - carbone.

Il présente une excellente réponse en phase jusqu'à 3 kHz, et un niveau d'efficacité de 87 à 91 dB/W/m suivant les versions. Autre nouveauté, le tweeter TW 50 M est un modèle à membrane en polymère à haut module, bobine mobile haute, température refroidie par ferrofluide et à bande passante étendue de 2 à 40 kHz.

Distributeur :
Audax, 45, avenue Pasteur, 93106 Montreuil. Tél. : (1) 287.50.90.

AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS POUR AUDIOFREQUENCES

Dans notre numéro de février, nous avions étudié le comportement d'une série de doubles amplificateurs opérationnels audio et proposé des applications dans lesquels on leur demandait un gain important : préamplificateur à haute sensibilité et correcteur RIAA.
Aujourd'hui, nous allons utiliser ces mêmes amplificateurs opérationnels doubles dans des circuits qui requièrent un gain plus faible.
Si, précédemment, nous avions noté des limitations importantes à l'emploi de certains de ces circuits dont le principal avantage est leur faible coût, nous allons constater ici que pour un gain plus raisonnable, nous obtenons des résultats tout à fait acceptables.

Notre montage d'essais est représenté sur la figure 1, il est d'une rare simplicité et ne présente aucune originalité. Nous utilisons la structure non inverseuse qui permet d'obtenir une phase identique à l'entrée et à la sortie du montage. Le gain du montage est donné par la formule :

$$G = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Nous avons en effet un circuit de contre-réaction qui, pour avoir un gain de 20 dB en sortie, doit ramener sur l'entrée non inverseuse une tension égale au dizième de la tension de sortie. On retrouvera sur l'entrée inverseuse la même tension que sur l'entrée non inverseuse. L'amplificateur opérationnel dispose d'un grand gain, comme la tension de sortie est limitée : on aura donc, si le fonctionnement est linéaire, une tension d'entrée réduite (tension de sortie divisée par le gain de l'ampli).

Pour avoir un gain de 20 dB, la résistance de contre-réaction R_2 sera neuf fois plus grande que R_1 : avec R_1 = 10 kΩ, R_2 est de 90 kΩ. La valeur normalisée la plus proche dans la série E 24 est 91 kΩ, on pourra également utiliser deux résistances plus courantes, une 100 kΩ en parallèle sur une 1 MΩ.

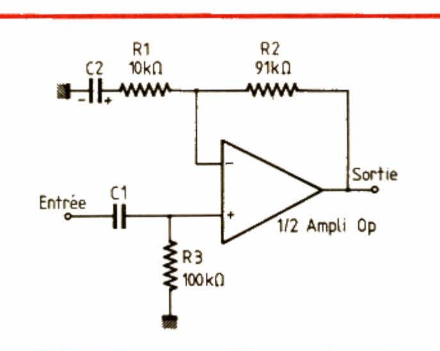


FIGURE 1 – Amplificateur à gain de 20 dB (× 10).

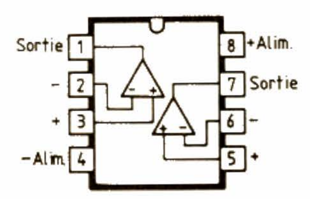


FIGURE 1b – Brochage d'un double amplificateur opérationnel classique. Ce brochage est celui que l'on rencontre le plus souvent, mais attention, d'autres schémas existent.

Une résistance de 100 kΩ polarise l'entrée non inverseuse, la valeur du condensateur C_1 a été choisie de façon à ne pas trop atténuer les fréquences basses. C_2 sert à créer une coupure vis-à-vis du courant continu, ce qui permet de ramener la tension continue de sortie sur l'entrée inverseuse. On obtient alors un gain unité pour la composante continue et, par conséquent, une tension de décalage, en sortie, inférieure à ce qu'elle aurait été avec un gain de 20 dB, également en courant continu.

Expérimentations

Pour ce faire, nous avons repris les circuits intégrés que nous avions déjà utilisés pour notre article paru dans le *Haut-Parleur* de février, c'est-à-dire :

– Le SN 72558 de Texas, l'un des premiers ampli OP en boîtier 8 broches, il va nous servir à montrer l'évolution de ce type d'amplificateur ;
– le RC 4558 de Raythéon ;
– le RC 4559 du même constructeur, il est un peu moins bruyant que le précédent ;
– le RC 2041, toujours de Raythéon, c'est un circuit à faible bruit spécialement conçu pour des applications audio ;
– le TDA 2320 A de SGS, c'est aussi un amplificateur opérationnel double à faible bruit ;
– le TL 072 de Texas Instruments ;
– le NE 5532 de Signetics, le « must » de l'amplification que l'on trouve aussi chez d'autres fabricants.

Tous ces boîtiers ont l'avantage d'avoir un brochage commun, qui a d'ailleurs été adopté par la quasi-totalité des fabricants.

Nous avons réuni les mesures sur un tableau récapitulatif et allons bien entendu vous les commenter.

L'impédance d'entrée ne figure pas dans ce tableau. Nous avons une résistance de 100 kΩ en parallèle sur l'entrée, et c'est pratiquement elle qui déterminera la valeur de cette impédance.

Par contre, pour la sortie, la mesure devient difficile car, avec l'entrée en service d'une contre-réaction efficace, la résistance interne baisse considérablement par rapport à ce que nous avions pu mesurer avec un préamplificateur à gain élevé, 60 dB.

Ici, nous avons mesuré la résistance interne en utilisant la technique habituelle qui consiste à mettre une résistance en parallèle sur la sortie : lorsque la valeur de cette résistance est égale à celle de la résistance interne du circuit intégré, la tension de sortie est divisée par deux. Un phénomène intervient ici, il s'agit de la limitation en courant de la sortie. En effet, étant donné que la résistance interne est très basse, il est nécessaire de pratiquer la mesure à une très basse tension de sortie, quelques millivolts. Ces manipulations nous donnent une résistance interne extrêmement basse, cette dernière atteignant, dans le meilleur (tout est relatif) des cas, 0,14 Ω. Nous retrouvons ici, à un facteur près, le classement des résistances internes relevées lors des précédentes manipulations. La présence d'un circuit de contre-réaction réduit donc bien l'impédance de sortie.

La tension de sortie maximale est sensiblement identique pour tous les amplificateurs, avec un écart inférieur à 2 dB entre le plus haut et le plus bas niveau. Cette tension de sortie dépend de la tension d'alimentation, nous avons ici une tension de ± 15 V.

A 10 kHz, ça se complique. Les effets de limitation de vitesse de balayage en tension interviennent, la tension maximale de sortie que nous avons définie est une tension pour laquelle la distorsion n'est pas visible à l'œil nu. Les écarts se creusent entre les circuits et sont plus importants encore lorsque l'amplificateur est chargé sur une résistance de 600 Ω (dans la pratique, ces amplificateurs ne verront certainement pas une telle charge). Très bon comportement des circuits intégrés vedette, les NE 5532 et RC 2041.

Nous avons fait figurer également une ligne de gain, les écarts sont infimes.

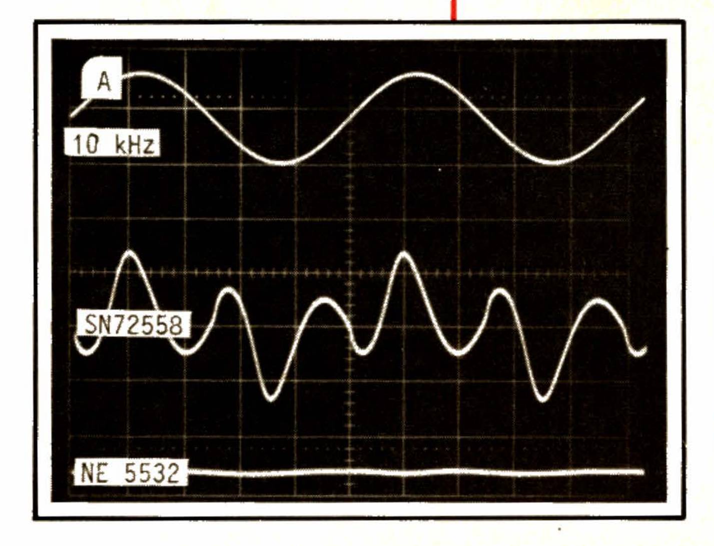
Belle uniformité de la ligne concernant la distorsion à 1 kHz et à vide, moins de 0,02 % pour chacun des amplificateurs opérationnels. Les mesures effectuées précédemment donnaient un taux de distorsion plus important.

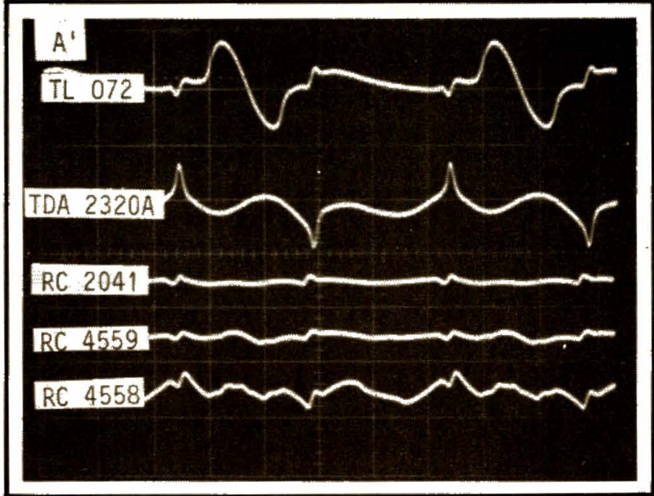
Circuit intégré	72558	RC4558	RC4559	RC2041	TDA2320A	TL072	NE5532
Impédance de sortie	18 Ω	2,7 Ω	1,1 Ω	0,30 Ω	1 Ω	5 Ω	0,14 Ω
Tension de sortie max. à 1 kHz, à vide Idem, sur 600 Ω	+ 20 dBm + 17 dBm	+ 21,2 dBm + 19 dBm	+ 21,2 dBm + 18,6 dBm	+ 21 dBm + 20 dBm	+ 21,8 dBm + 19,8 dBm	+ 21,2 dBm + 17,8 dBm	+ 21 dBm + 21 dBm
Tension de sortie max. 10 kHz, à vide Idem, sur 600 Ω	+ 15 dBm + 13,5 dBm	+ 20,8 dBm + 20,7 dBm	+ 20,5 dBm + 18 dBm	+ 20,4 dBm + 19,2 dBm	+ 20,8 dBm + 18,2 dBm	+ 20,2 dBm + 17 dBm	+ 21 dBm + 20 dBm
Gain à 1 kHz	19,8 dB	20,5 dB	20,1 dB	20,1 dB	20,2 dB	20,1 dB	20,2 dB
Distorsion à 1 kHz	< 0,02 %	< 0,02 %	< 0,02 %	< 0,02 %	< 0,02 %	< 0,02 %	< 0,02 %
Idem, V_{max} sur 600 Ω	0,03 %	0,05 %	0,02 %	< 0,02 %	< 0,02 %	0,055 %	< 0,02 %
Distorsion à 10 kHz	1 %	0,06 %	0,02 %	0,025 %	0,13 %	< 0,02 %	< 0,02 %
Idem sur 600 Ω	1,3 %	0,07 %	0,03 %	0,02 %	0,1 %	0,16 %	< 0,02 %
Bruit de fond 20 Hz-20 kHz	– 86 dBm	– 92,5 dBm	– 92,5 dBm	– 93,8 dBm	– 92,5 dBm	– 89 dBm	– 93 dBm
Bruit de fond pondéré A	– 89 dBm	– 93 dBm	– 93,8 dBm	– 95,2 dBm	– 93,8 dBm	– 90,5 dBm	– 94,8 dBm
Temps de montée	± 8 µs	± 2 µs	± 1,55 µs	± 3 µs	± 1,3 µs	+ 1,5 ωs – 1,4 µs	± 0,56 ωs
Vitesse de balayage en tension	0,5 V/µs	± 3,2 V/µs	± 1,55 V/µs	± 3 V/µs	± 1,3 V/µs	+ 10,8 V/µs – 12,8 V/µs	± 8,4 V/µs



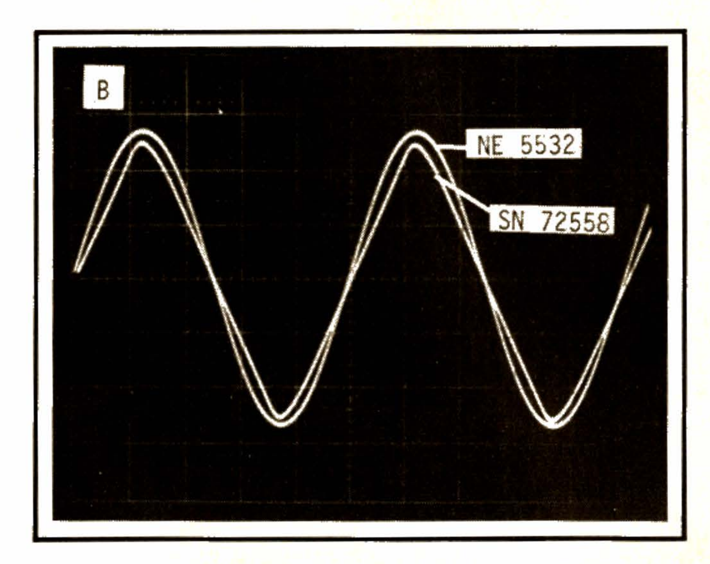
La distorsion à 10 kHz est une mesure importante : si, à vide, les amplificateurs se comportent presque tous correctement, sur une charge, il en va tout autrement et les différences se font sentir. Si vous vous attachez au bruit de fond, vous découvrirez des circuits très intéressants. Vous n'oublierez pas cependant, si vous devez associer un amplificateur de 20 dB à un autre amplificateur placé avant lui, que vous amplifierez le bruit de fond de cet étage si bien que le bruit de fond résultant sera, non celui du dernier étage, mais celui du précédent, le dernier intervenant peu.

Enfin, un autre point important à connaître pour sélectionner un circuit intégré pour une utilisation donnée est la rapidité d'évolution de la tension de sortie avec les temps de montée et de descente ; la symétrie est obtenue pour la plupart des circuits. Rappelons que le temps de montée correspond à une réponse aux petits signaux, tandis que la vitesse de balayage en tension reflète le comportement en saturation de l'amplificateur. Les oscillogrammes montrent d'une part le taux de distorsion : nous avons, tout en haut, l'onde





PHOTOS A ET A'. – Ces oscillogrammes montrent le résidu de distorsion des divers amplificateurs opérationnels testés. En haut, nous avons le signal original à 10 kHz. La trace du dessous est la distorsion du SN72558, l'échelle n'est pas la même que pour les autres traces, nous avons en effet dû réduire de 20 dB le gain... Incontestablement, la palme revient au 5532, les autres circuits montrent une distorsion de croisement ou de saturation plus ou moins douce.



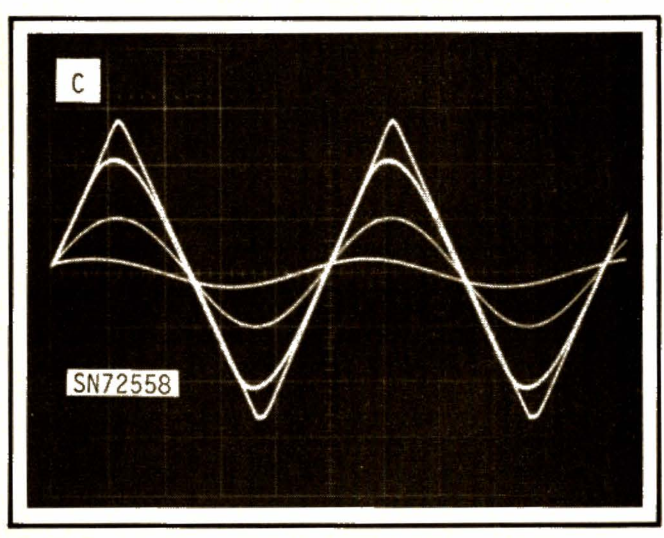
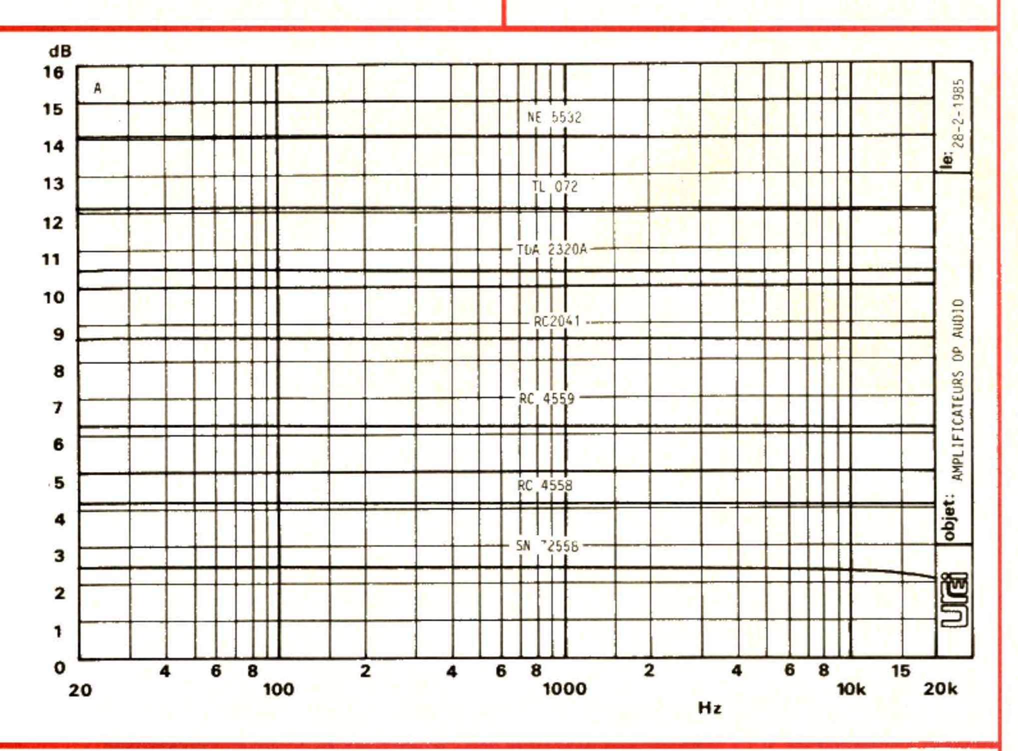
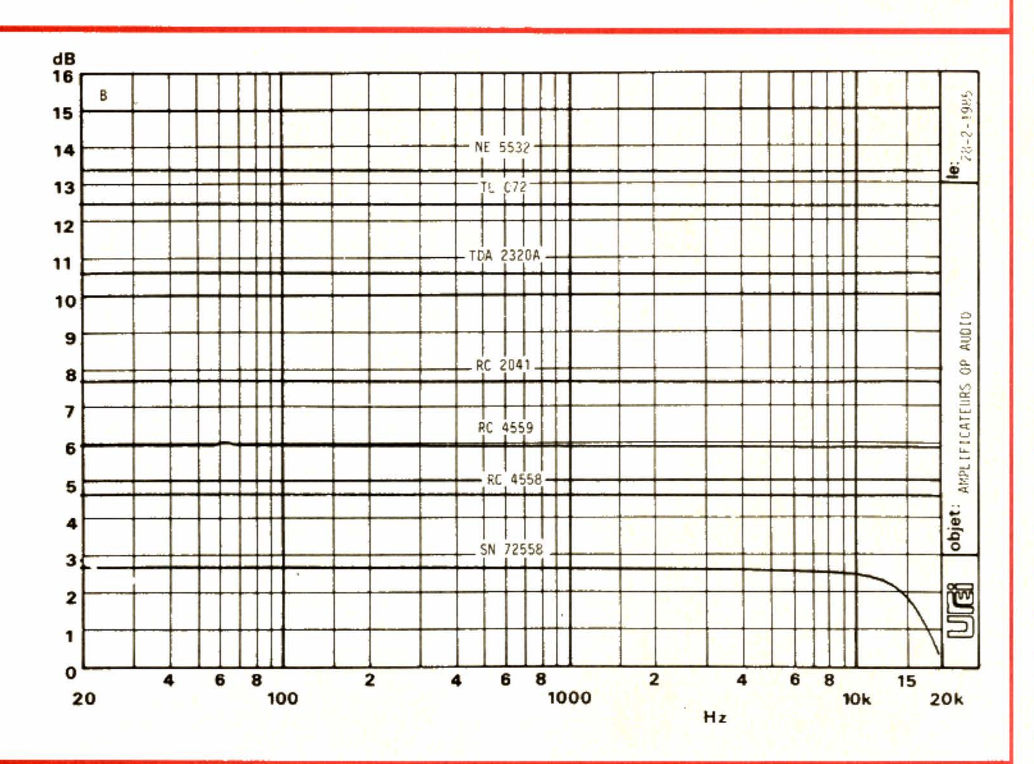


PHOTO B. – Ce document montre ce qui se passe lorsque l'amplificateur ne peut suivre la pente demandée par le signal d'entrée. Deux amplificateurs sont comparés ici, la mesure se fait à 10 kHz avec l'amplitude maximale permise avant écrêtage.

PHOTO C. – Cette photo montre l'évolution d'un signal, à petit niveau ; tout se passe bien, la pente de la sinusoïde n'est pas importante ; au fur et à mesure que l'amplitude augmente, on constate l'apparition de rampes pratiquement linéaires.



COURBES A. – Ces courbes de réponse en fréquence ont été relevées à faible niveau : 0 dBm. Toutes les courbes de réponse en fréquence bénéficient d'une très bonne linéarité, pour le 72558, circuit déjà ancien, on note une atténuation débutante de l'extrême aigu.



COURBES B. – Ici, nous travaillons à haut niveau et sur une charge de 600 Ω, deux conditions délicates. Un seul amplificateur marque sa désapprobation, il s'agit du 72558. On constate ici l'évolution accomplie dans le domaine du circuit intégré.

d'origine qui sert uniquement de repère pour observer la périodicité de la distorsion.

La distorsion du 72558 est représentée avec une réduction de gain de 20 dB, sinon, elle aurait occupé tout l'écran. Au-dessous, nous avons la distorsion du 5532 puis celle du 4558, du 4559, du 2041, du 2320 A et du TL 0 72. Ces distorsions sont relevées en charge, sur 600 Ω et à 10 kHz.

Et d'autre part, les oscillogrammes suivants montrent comment se manifeste la limitation de vitesse de balayage en tension. Au fur et à mesure que l'amplitude augmente, la pente maximale du signal reste constante et le signal devient triangulaire. L'une des photos montre la différence du signal de sortie, pour une même tension d'entrée, entre le 5532 et le 72558.

Les courbes de réponse montrent qu'avec un circuit de contre-réaction réduisant le gain, on peut obtenir une bande passante plus importante qu'avec un gain élevé. En relevant la courbe de réponse avec une amplitude de sortie importante, on constate une limitation de niveau. Ici, on ne tient pas compte de la forme du signal, mais simplement de sa valeur efficace.

Conclusions

Comme dans le chapitre précédent, nous pouvons remarquer quelques différences importantes dans le comportement des circuits intégrés. Bien sûr, on sera tenté d'utiliser les circuits les plus performants, mais on se rendra vite compte que cela coûte très cher. On sera donc bien souvent amené à choisir des circuits intégrés qui présentent un rapport qualité/prix avantageux, et cela aux dépens des performances. Cependant, les mesures que nous avons faites et que vous venez de voir nous prouvent que, pour des étages à faible gain, presque tous les amplificateurs opérationnels doubles pourront convenir.

E. LEMERY

La première partie de cet article a été publiée dans le n° 1713 de février 1985.

SHEMATHEQUE AUDIO

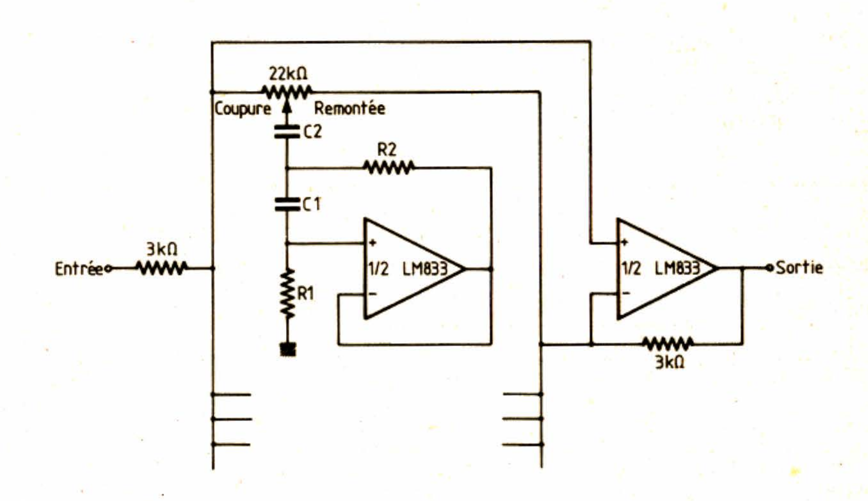
Les schémas que nous publions dans cet article proviennent de diverses sources. La référence du circuit intégré est celle du schéma original. Attention au brochage indiqué !
Si, par exemple, vous utilisez un LM 387 de N.S., vous devez savoir que son brochage est différent de celui d'un 1458 ou d'un 2041. Mis à part ce détail, il est pratiquement possible de remplacer n'importe quel amplificateur opérationnel double par un autre sans modifier, de façon catastrophique, les performances du montage.

Correcteur graphique à 10 bandes

Ce circuit est classique, on le rencontre dans de nombreux appareils audio, et notamment dans les correcteurs pour autoradios. Il utilise un amplificateur opérationnel auquel on a ajouté un circuit de contre-réaction un peu particulier qui comporte, entre les broches inverseuse et non-inverseuse de l'amplificateur, un certain nombre de circuits LC série. Le condensateur « C » de ce filtre est C_2 alors que l'ensemble ampli-op R_1, R_2, C_1 constitue l'inductance « L ».

– Lorsque le curseur du potentiomètre est situé complètement à droite, le réseau simulé « L.C. série » présente une impédance minimale à la fréquence de résonance ; on remonte donc le gain à cette fréquence.

– Curseur côté entrée : on constitue, avec la résistance d'entrée, un atténuateur sélectif qui abaisse le niveau à la fréquence d'accord. Attention ! Ce montage doit être attaqué sous une faible impédance, la valeur de la résistance de source venant s'ajouter, en série, à celle de la résistance d'entrée. Le tableau donne les valeurs pour les fréquences classiques d'un correcteur par bande d'octave (10 fréquences). L'efficacité de correction est de ± 12 dB.



F_o	C_1	C_2	R_1	R_2
32 Hz	0,12 µF	4,7 µF	75 kΩ	500 Ω
64 Hz	56 nF	3,3 µF	68 kΩ	510 Ω
125 Hz	33 nF	1,5 µF	62 kΩ	510 Ω
250 Hz	15 nF	0,82 µF	68 kΩ	470 Ω
500 Hz	8,2 nF	0,39 µF	62 kΩ	470 Ω
1 000 Hz	3,9 nF	0,22 µF	68 kΩ	470 Ω
2 000 Hz	2 nF	0,1 µF	68 kΩ	470 Ω
4 000 Hz	1,1 nF	56 nF	62 kΩ	470 Ω
8 000 Hz	510 pF	22 nF	68 kΩ	510 Ω
16 000 Hz	330 pF	12 nF	51 kΩ	510 Ω

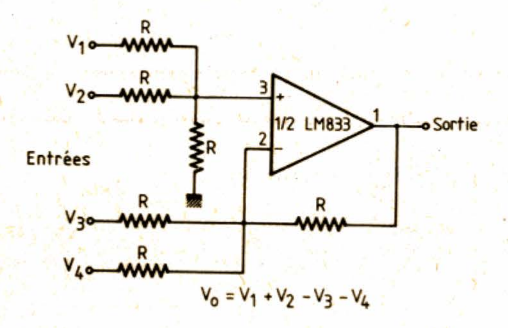
Additionneur-soustracteur

Il s'agit là d'un montage de base où toutes les résistances ont la même valeur.

Le montage effectue l'addition des signaux présents sur un même type d'entrées et soustrait les signaux qui se trouvent sur les entrées inverseuses de ceux qui entrent sur les entrées non-inverseuses.

Ce type de montage peut être utilisé dans les systèmes de transmission matriciels comme, par exemple, la transmission stéréo multiplex où l'on envoie séparément la composante G – D. Dans ce cas, la séparation dépendra de la précision des résistances.

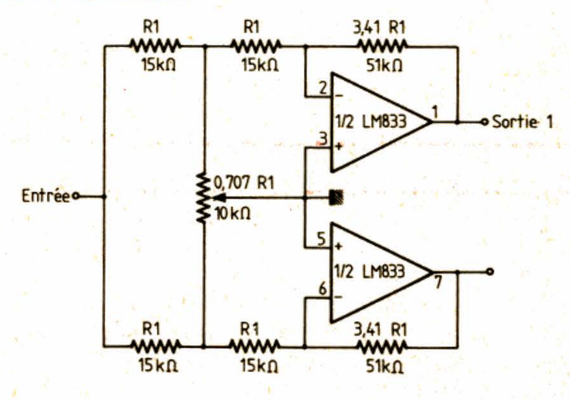
Nous n'avons pas représenté ici de condensateurs d'entrée. On pourra en utiliser un si on ne désire pas transmettre de composante continue en sortie. Le montage est prévu pour une alimentation à point milieu.



Potentiomètre panoramique actif

Le potentiomètre panoramique est un organe qui permet de faire passer un message sonore d'une voie monophonique dans un espace stéréophonique. Le potentiomètre panoramique (Panpot dans le jargon anglo-saxon des pros) divise le signal mono en deux signaux d'amplitude différente. Si le signal de la voie gauche est plus important que celui de la voie droite, le signal semblera situé sur la gauche.

Le montage proposé permet de n'utiliser qu'un seul potentiomètre ; il a l'avantage de présenter une très basse impédance de sortie. Les valeurs sélectionnées permettent de conserver une somme des signaux de sortie constante, condition impérative dans un système panoramique. Il n'y a en effet aucune raison de voir le volume sonore augmenter lorsqu'on passe à gauche ou à droite.



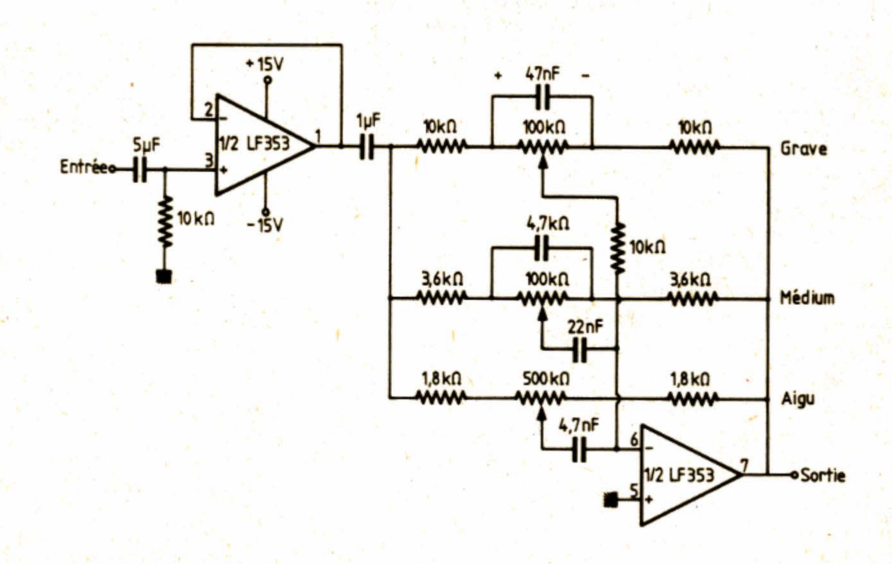
Correcteur à trois bandes de fréquences

Ce correcteur à contre-réaction est, bien entendu, dérivé d'un très célèbre montage d'origine britannique. Il utilise un correcteur supplémentaire chargé des fréquences médium.

L'étage d'attaque, à basse impédance de sortie, permet d'obtenir des réglages relativement indépendants les uns des autres.

Cette configuration a l'avantage d'économiser les condensateurs ; certains correcteurs utilisent en effet pour le grave deux condensateurs montés entre les extrémités du potentiomètre et le curseur de ce dernier.

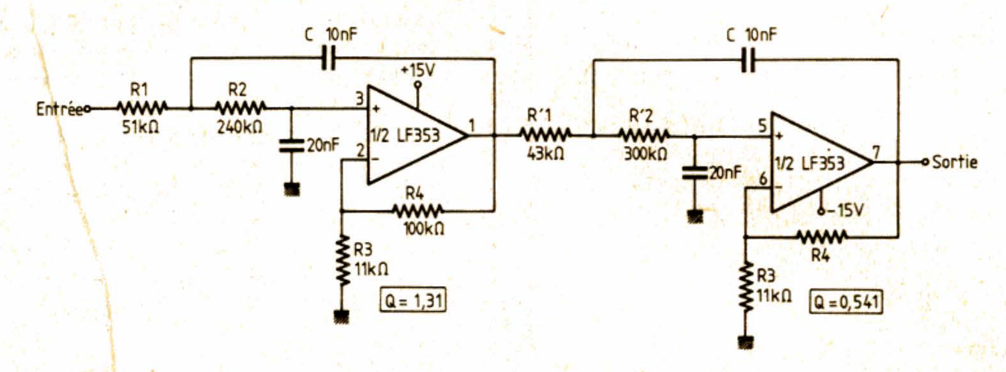
L'efficacité maximale de correction permise par ce montage est de ± 20 dB, le correcteur de médium est centré sur 1 kHz.



Filtre passe-bas Butterworth d'ordre 4

La particularité d'un filtre de « Butterworth » est qu'il permet d'obtenir une réponse en amplitude aussi plate que possible. Ce type de réponse en fréquence, d'ordre 4, c'est-à-dire avec une pente de 24 dB/octave, est obtenu à partir de deux filtres placés en série. Ces deux filtres ont une structure de « Sallen et Key ». Cette appellation caractérise le type de circuit et non la réponse ; de plus, ces circuits ont la particularité de donner du gain.

Pour obtenir la réponse voulue, on utilise deux filtres centrés chacun sur une fréquence différente et présentant chacun un coefficient d'amortissement différent. Si ce circuit est utilisé en courant continu, on devra éventuellement assurer une compensation d'offset par une polarisation externe.



Filtre actif à variable d'état

Ce circuit est un classique du filtrage. Il s'agit d'un filtre que l'on peut qualifier d'universel puisqu'il dispose de trois sorties : une passe-haut, une passe-bas, et une passe-bande.

Tous les paramètres s'ajustent facilement :

– La fréquence avec R_1 (il faut tout de même un double réglage).

– Le gain et le coefficient de surtension des filtres passe-haut et passe-bas par la valeur de la résistance R_G.

– La largeur du filtre passe-bande par la valeur de la résistance R_Q.

– R_2 joue en même temps sur le gain et le coefficient de surtension des filtres.

Avec les valeurs données ici, nous avons :

– une fréquence centrale de 1 kHz ;

– un coefficient de surtension de 10 ;

– et un gain, dans la bande, de 1.

La fréquence centrale (du filtre passe-bande) est donnée par la formule $fo = 1/2\,\pi C_1 R_1$

Le Q du circuit est donné par

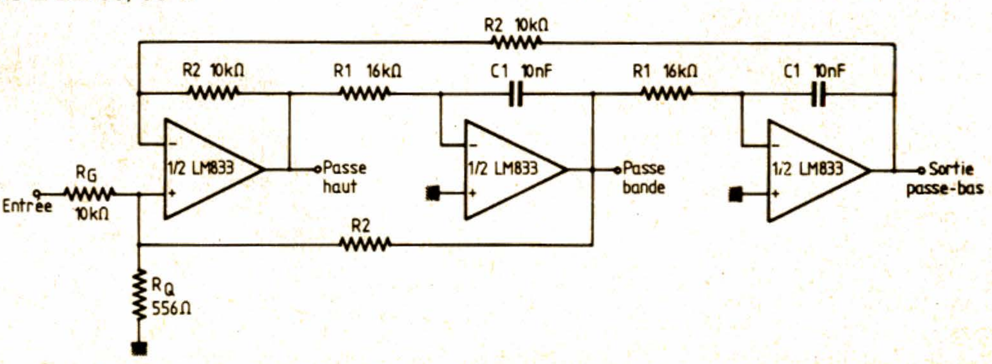
$$Q = 0{,}5 \times \left(1 + \frac{R_2}{R_Q} + \frac{R_2}{R_G}\right)$$

Le gain dans la bande passante des filtres passe-haut, passe-bas et passe-bande est de R_2/R_G.

Avec les valeurs indiquées sur ce schéma, nous avons une fréquence centrale de 1 kHz, un Q de 10 et un gain unité dans la bande passante.

Une sommation des sorties passe-haut et passe-bas donne une réjection.

Ce type de filtre est particulièrement intéressant lorsqu'il est réalisé à partir d'un quadruple amplificateur opérationnel.

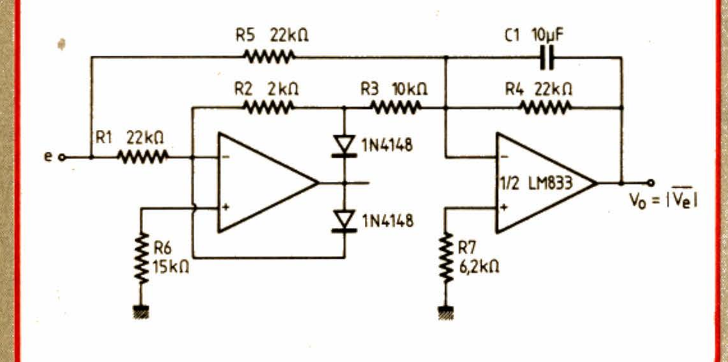


Convertisseur alternatif/continu

Ce montage est un redresseur double alternance utilisant les deux moitiés d'un double amplificateur opérationnel. Les diodes montées dans le circuit de contre-réaction éliminent le seuil de détection. Le second étage est monté en intégrateur, nous aurons donc une tension de sortie continue.

Le changement de la valeur de C_1 modifie la constante de temps du circuit et le temps de réponse du montage.

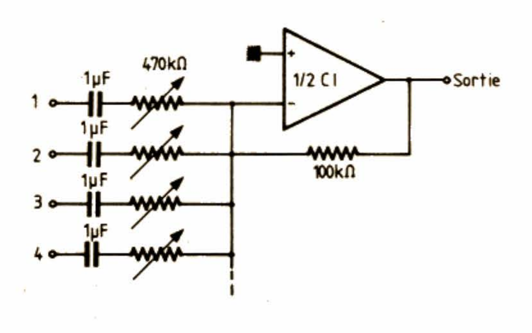
Ce montage pourra attaquer des indicateurs de niveau du type bargraph ou servira de convertisseur alternatif/ continu pour, par exemple, mesurer une tension alternative à l'aide d'un voltmètre continu. On pourra faire précéder ce montage d'un étage de préamplification.



Mélangeur à quatre entrées

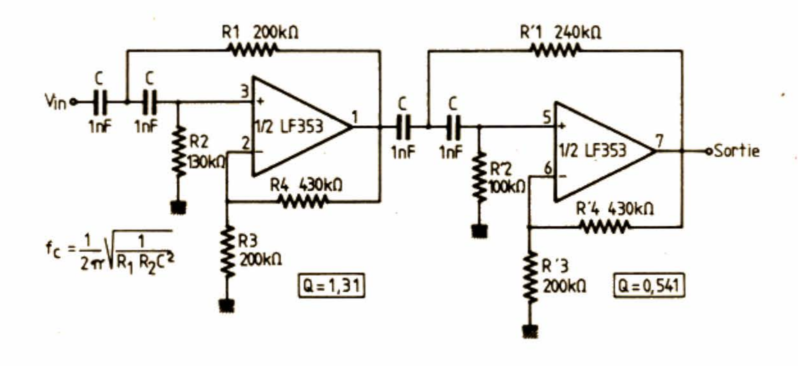
Ce mélangeur permet de recevoir quatre (ou plus) signaux différents. Il s'agit d'un montage où les sources n'ont aucune action les unes sur les autres. Un amplificateur opérationnel, compte tenu de son gain élevé, a ses deux entrées au même potentiel. Ici, l'entrée non inverseuse est au potentiel de la masse, l'entrée inverseuse le sera également, il n'y aura donc pas de réaction des entrées les unes sur les autres.

Ce mélangeur, très simple, présente, pour chacune des entrées, un gain variant avec la position du potentiomètre de mélange. Potentiomètre au minimum, cas d'une entrée à faible niveau (micro par exemple), nous aurons une impédance d'entrée faible ; par conséquent, le condensateur d'entrée jouera le rôle de filtre passe-haut et coupera une partie des basses, ce qui peut être intéressant avec un micro.



Filtre passe-haut d'ordre 4

Ce filtre réalise la fonction passe-haut ; il coupe les fréquences basses. Nous avons ici une structure ressemblant à celle adoptée pour le passe-bas. Toutefois, on notera l'inversion des résistances et des condensateurs. Ici, le gain est de 10, la fréquence de coupure de 1 kHz. Pour changer la fréquence, on se souviendra que celle-ci est inversement proportionnelle au produit de la valeur des résistances et des condensateurs. On devra aussi respecter les proportions entre ces éléments pour conserver une réponse de type Butterworth.



(V) MISE AU POINT D'UN SYNTHETISEUR

Pour terminer cette étude consacrée à la synthèse de fréquence et à ses applications pratiques à l'émission et à la réception, nous allons donner un certain nombre de conseils qui valent pour tous les montages proposés. Il convient d'opérer par étapes, comme dans tout assemblage complexe, que ce soit pour un ensemble réception ou émission, ou pour un synthétiseur.

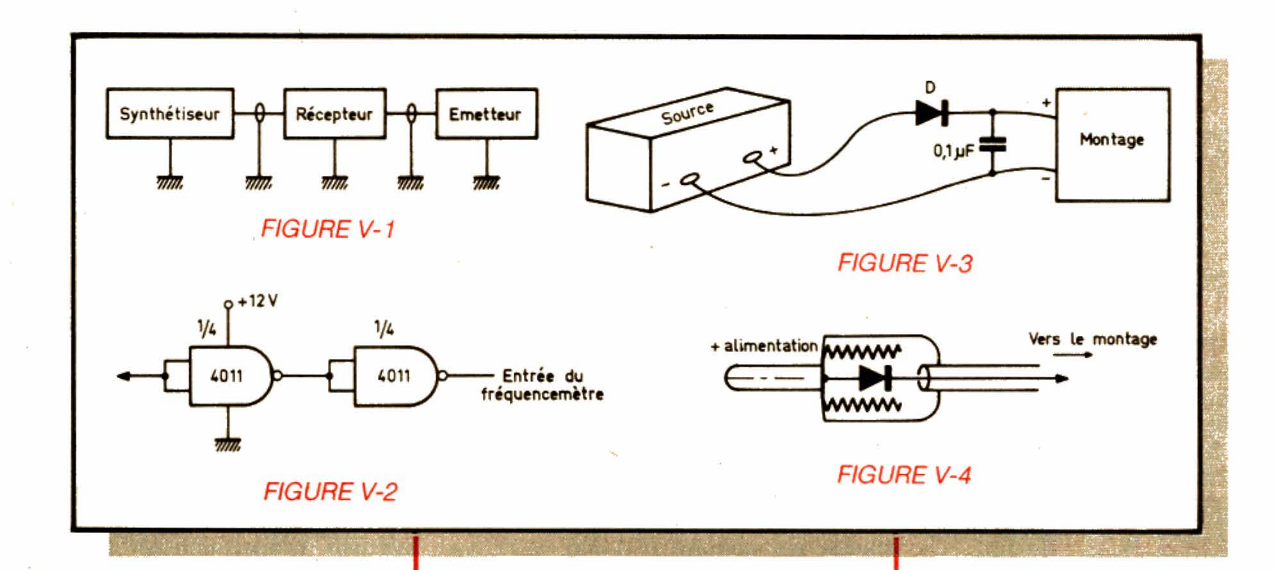


FIGURE V-1

FIGURE V-2

FIGURE V-3

FIGURE V-4

Aspect mécanique extérieur

Veiller à ce que tous les composants soient correctement soudés. Pas de « ponts » de soudure reliant intempestivement des pistes proches.

Les circuits intégrés seront orientés dans le bons sens ! Si les supports de CI sont tolérables en logique classique encore qu'ils ne permettent habituellement pas la soudure double face, ils sont – à notre avis – tout à fait proscrits en HF et VHF (prédiviseurs en particulier).

On collera la bobine VCO à l'araldite, spires comprises, afin d'éviter les problèmes de « microphonie » (résonance du PLL aux vibrations de la BF).

Les circuits indépendants sont reliés à des masses de bonne qualité, et non pas seulement par le retour de gaine du câble coaxial de liaison.

Par ailleurs, il est conseillé une mise en route par modules ou fonctions séparés, même s'ils sont câblés sur un circuit imprimé unique. Mettre en route l'oscillateur de référence, vérifier l'oscillateur et les niveaux, en premier lieu. La fréquence en sortie des diviseurs doit être propre et correcte en niveau. Créneaux 5 V en TTL, 12 V (ou tension d'alimentation) en C-MOS.

On prendra garde à la lecture du fréquencemètre qui peut indiquer un résultat erroné alors que le système fonctionne correctement (mais seulement quand l'appareil de mesure n'est pas raccordé !). Ce phénomène est produit par une trop faible impédance d'entrée, d'où charge du circuit et perturbation du fonctionnement. Il est alors prudent d'intercaler deux ou trois portes C-MOS en tampon pour que tout rentre dans l'ordre sur le plan de la mesure (fig. V-2).

Afin de ne pas avoir de surprises désagréables lors d'une inversion accidentelle de polarité au bloc d'alimentation, il est prudent d'insérer une diode en série dans le cordon + (fig. V-3).

Une diode d'un ampère est suffisante (1N4004) et n'occasionne qu'une chute en tension de 0,6 V, ce qui est insignifiant pour les essais. Personnellement, nous logeons cette diode dans la fiche elle-même (fig. V-4).

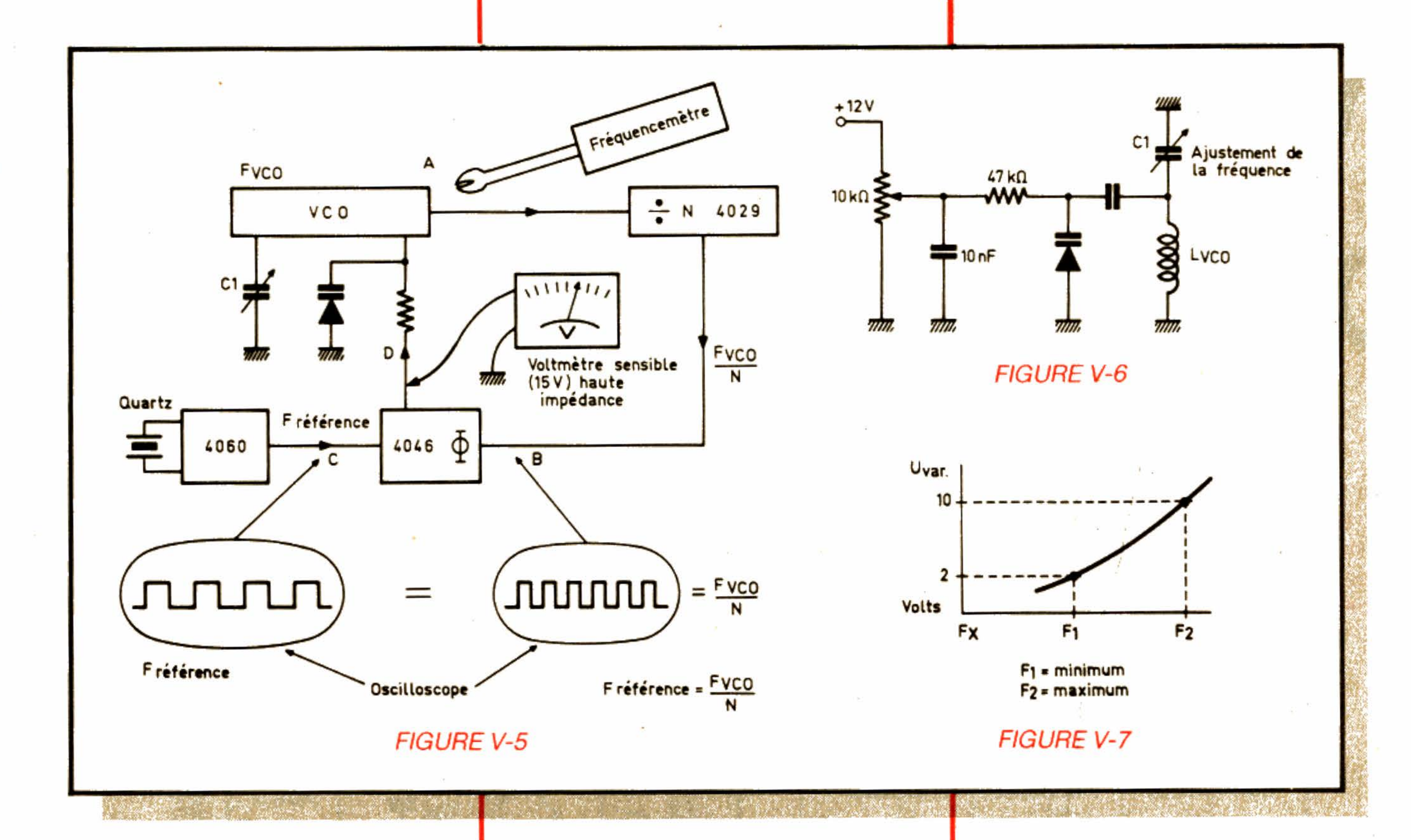


FIGURE V-5

FIGURE V-6

FIGURE V-7

Mise en route d'un synthétiseur

Plaçons-nous dans le cas fréquent d'un synthétiseur C-MOS avec VCO couvrant 2 à 3 MHz, diviseurs programmables et changement de fréquence (fig. V-5).

Nous supposons que tous les composants ont été correctement câblés, le circuit vérifié.

Si nous mettons le tout sous tension, il y a une probabilité de 99 % pour que le synthériseur ne « fonctionne » pas. Qu'est-ce à dire ? N'y aurait-il pas tous les composants ? Et pourtant si ! Mais il manque que chaque élément n'a pas été mis sous condition de fonctionnement avec son proche voisin.

Nous avons, en effet, affaire à une boucle dont tous les éléments sont interdépendants. Qu'un seul s'arrête et tout l'ensemble est paralysé.

Procédons par ordre.

A. Le VCO

Vérifier qu'il y a bien oscillation (boucle de couplage et galvanomètre sensible). La diode varicap mise au potentiel + 12 V par l'intermédiaire d'une résistance de 47 kΩ doit permettre l'excursion en fréquence requise pour la couverture de la bande ± ΔF de plusieurs centaines de kHz (fig. V-6). Régler C_1 pour que la fréquence d'oscillation libre du VCO soit supérieure au maximum F_2 de la fréquence verrouillée à obtenir lorsque la polarisation de la diode est à ≃ 10 V.

Vérifier que, pour une tension de 2 à 3 V sur la varicap, la couverture de bande est acquise (F_1) (fig. V-7). Le couplage magnétique du fréquencemètre se fera sur l'étage tampon, et non directement sur la bobine VCO, par une simple self constituée de deux spires en fil rigide isolé, reliée à un câble coaxial souple.

B. Diviseurs programmables

S'assurer de la présence et de l'amplitude correcte des signaux à l'entrée des diviseurs. Leurs sorties Q_0, Q_1, Q_2, Q_3 doivent changer d'état aux signaux d'horloge.

Présence de l'impulsion de prépositionnement sur les entrées « preset enable ». Cette dernière impulsion est très fine, particulièrement sur les compteurs TTL, et exige une bonne synchronisation sur l'oscilloscope.

La fréquence en sortie est :

$$\frac{F_{entrée}}{N}$$

Au besoin, envoyer des signaux en entrée et vérifier le décompte en sortie en fonction des niveaux affectés en positionnement (roues codeuses). On reverra le code binaire en fin de chapitre.

C. Le comparateur de phase reçoit d'une part les impulsions pilotées quartz (vérifier leur présence à l'entrée du 4046) et de l'autre celles issues du diviseur programmable. Elles auront même fréquence au moment du verrouillage (voir chapitre sur les comparateurs de phase). Nous obtenons alors une tension progressivement variable en pin. 13 que l'on mesurera au moyen du voltmètre avant la résistance pilotant la diode varicap et non pas sur la diode elle-même, ce qui aurait pour effet de déverrouiller la boucle par capacité parasite.

Des diodes varicap de modèle courant sont utilisables pour des excursions de 2 à 3 MHz BB105, BA113, MV104... Nous avons vu par ailleurs qu'il est possible de les coupler en parallèle et tête-bêche, selon les variations ΔF que l'on désire obtenir (fig. V-8).

Le verrouillage obtenu, on réglera C_1 en parallèle sur L du VCO de telle sorte que toute l'excursion en fréquence de F_{max} à F_{min} ait lieu sur une plage de

tension exploitable, quelle que soit la tension d'alimentation du montage. Ne pas régler F_{max} à 11 V si le synthétiseur doit voir son alimentation varier de 11 V à 13 V. Prévoir une marge de sécurité en tension de 2 V. Si $U_{alim.}$ = 10 V minimum, régler U/F_{max} à 8 V.

D. Si le synthétiseur procède par changement de fréquence, vérifier au fréquencemètre la présence du signal à la fréquence considérée. Elle procède souvent par triplages successifs avec filtre de bande en sortie pour éviter les « spurious ».

On devra vérifier l'oscillation (présence de HF en tournant le noyau de L_1). Régler L_1 à 3F, régler L_2, L_3 à 9F (fig. V-9). Après mélange des signaux issus du VCO et ceux de l'oscillateur, apparaissent F_{vco}-$F_{osc.}$ qui sont à fréquence basse et très visibles sur un oscilloscope, même peu performant, remis en forme par un 4011. Si un diviseur est présent (type 4013 + 2), vérifier que l'on obtient bien F/2 en sortie.

Toutes ces manipulations que nous voyons en détail sont très rapides si le câblage a été fait correctement et le schéma de base correct ! Dans tous les cas, il n'est pas question d'obtenir un quelconque fonctionnement si l'un des éléments est défectueux. C'est le propre des circuits à feed-back et autres boucles de phase d'être complètement inertes tant que toutes les parties qui les composent ne sont pas correctes. Donc pas de précipitation et un peu de méthode !

Afin de pouvoir s'y retrouver dans les connexions assez nombreuses, le montage aura intérêt à être suffisamment aéré, les fils de même fonction groupés ensemble. L'utilisation d'un circuit imprimé est plus que conseillée et, si possible, double face. Tous les transports de HF ou ligne de contrôle doivent être faits en petit câble du type blindé ou coaxial.

Blindage des circuits du synthétiseur

Les organes des synthétiseurs sont à la fois très sensibles et se comportent également comme des générateurs de fréquences multiples (fig. V-10) :

- base de temps à quartz,
- fréquence VCO
- fréquence à quartz de mélange,
- fréquence basse VCO-F_{quartz}... avec tous leurs produits de mélange réciproque.

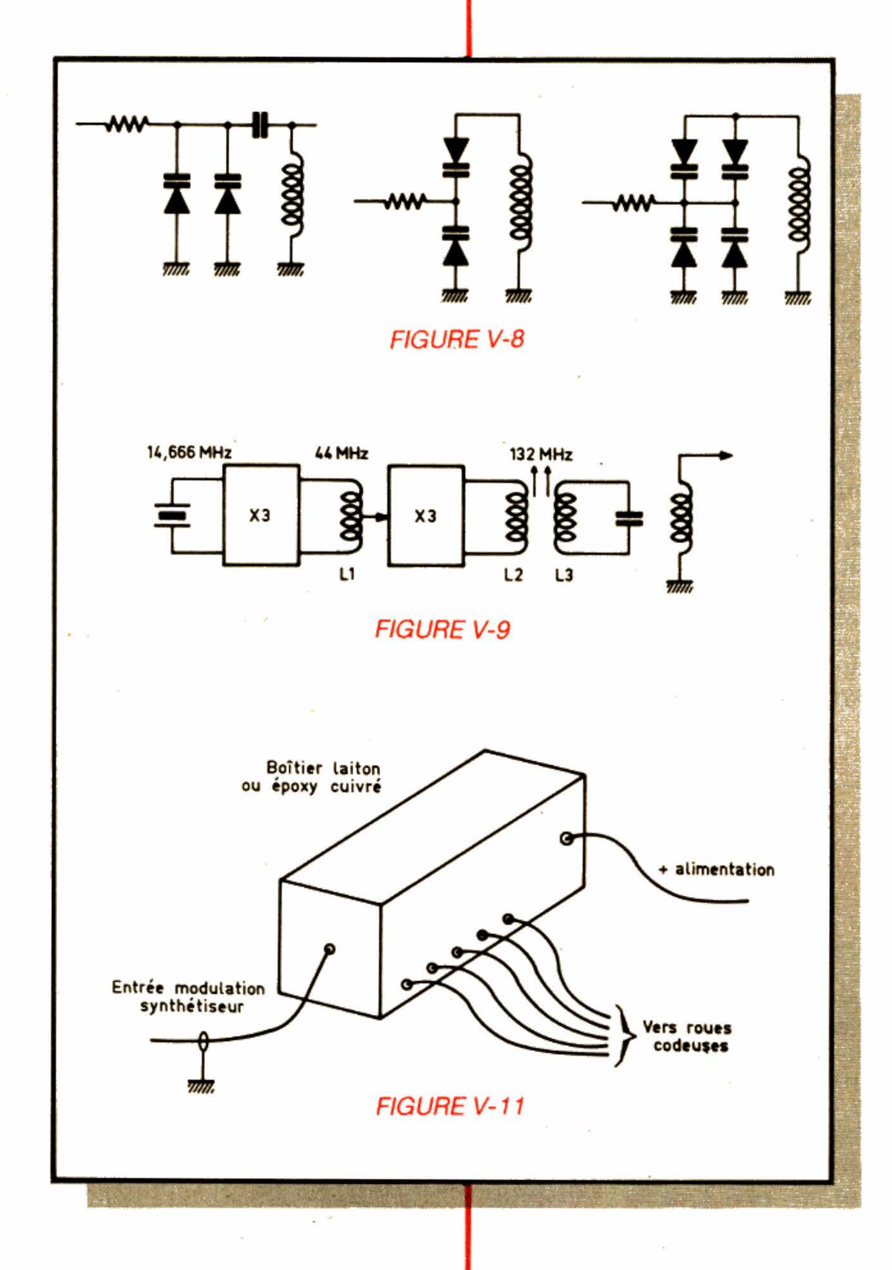


FIGURE V-8

FIGURE V-9

FIGURE V-11

Il conviendra surtout d'isoler le VCO dans une boîte en laiton confectionnée sur le double face du circuit imprimé, les côtés étant situés à 1,5 cm au moins de part et d'autre de la bobine oscillatrice.

Si l'on n'est pas tenu par une confection d'appareil réception-émission sur un circuit imprimé unique, on aura tout intérêt à enfermer totalement le synthétiseur dans un coffret métallique (cuivre ou laiton de préférence) avec passage des alimentations et contrôle des diviseurs programmables par by-pass. Les condensateurs de traversée sont des éléments indispensables si l'on recherche un système performant. Remarque importante pour les fanatiques des fonds de tiroir : la récupération des by-pass est relativement délicate. Elle peut s'effectuer sur des tuners TV à cerclage métallique, mais en aucun cas avec un fer à souder de faible wattage (fig. V-11).

Une panne chauffée au gaz (type Chalugaz, par exemple) peut convenir. Opérer rapidement en les faisant tomber par une secousse brusque. Il faudra éliminer définitivement ceux à céramique cassée ou à allure mécanique douteuse.

Préampli micro
Synthétiseur
Logique de commande
Réception
Emission

FIGURE V-10

Dans tous les cas, la disposition du synthétiseur dans l'ensemble sera étudiée de telle sorte qu'il ne soit pas soumis à des rayonnements HF qui perturberaient gravement son fonctionnement : mise à proximité de la partie P.A. émission, par exemple, dans un transceiver. Il en est d'ailleurs de même pour l'ampli micro (fig. V-12).

La partie affichage digital peut également se comporter comme une source importante de « bruit » par son système d'affichage multiplexé. Cette fréquence parasite (5 kHz ±) a la fâcheuse habitude de passer très aisément par le circuit d'alimentation sous forme de dents de scie très virulentes. Une self de filtrage avec condensateurs élimine facilement cet inconvénient. Les cas rebelles réclameront également un blindage de tout l'affichage : transmission aérienne. On produit maintenant des systèmes d'affichage capables de supprimer les aléas du multiplexage et ses rayonnements parasites.

FIGURE V-12

FIGURE V-13

FIGURE V-14

Précautions pour l'utilisation des C-MOS

Malgré une grande amélioration dans la protection des circuits intégrés en technologie C-MOS, un certain nombre de précautions sont à prendre pour une bonne utilisation. Elles sont d'ordre pratique et électrique.

1° Pratique

– Conserver de préférence les circuits intégrés sur une surface conductrice, les pattes enfoncées dans du polystyrène recouvert de papier aluminium ou dans une mousse spéciale conductrice.

– Ne pas utiliser de vêtements du genre nylon lors des manipulations. Attention également aux moquettes synthétiques.

Les entrées des circuits MOS sont protégées par des diodes contre les charges électrostatiques de l'environnement. Cependant, durant les manipulations, de fortes tensions peuvent être produites (jusqu'à des différences de potentiel de 4 à 15 kV sur une personne marchant sur un parquet ciré !) et sont évidemment dangereuses pour les entrées des C-MOS. Il s'agit bien sûr de cas limites, mais qu'il est bon de connaître.

– Se servir d'un fer à souder basse tension (24 V), ou bien débrancher le fer pour souder les composants MOS, ou encore utiliser des supports (avec les aléas qu'ils entraînent par leurs mauvais contacts s'ils ne sont pas d'excellente qualité).

2° Electrique

– Ne pas pratiquer d'interventions avec un fer à souder sur un circuit C-MOS sous tension.
– Les entrées inutilisées devront être réunies au plus (V_{dd}-V_{cc}) ou à la masse (V_{ss}), pour avoir une signification logique. Pas d'entrées « en l'air », contrairement au TTL où l'entrée non reliée = 1.
– Les découplages sont moins importants qu'en TTL mais ne doivent pas pour autant être inexistants (fig. V-13).
– La plage de tension est large : 3 à 15 V, mais les performances optimales ne sont obtenues que pour ⩾ 10 V.
– Si, en TTL, les circuits sont presque identiques, qu'ils soient manufacturés par National, Fairchild ou Signetics, il n'en est pas toujours de même pour les C-MOS où l'on rencontrera de fortes variations en Fan-out, vitesse de travail et performances globales. C'est le cas pour les possibilités de verrouillage du comparateur de phase 4046 : voir note sur les comparateurs (chap. II). Parfois même, les circuits sont incompatibles : CD4028 de Fairchild et MC14028 de Motorola. Idem pour MC14585 et MM 74C85.

Problèmes d'interface TTL-C-MOS

TTL-C-MOS (5 V-5 V) (fig. V-14)

Opérant sous 5 V, les MOS peuvent recevoir un signal TTL. Afin d'avoir un niveau haut supérieur à 3,5 V, une résistance de 4,7 kΩ sera mise en liaison entre sortie et V_{cc}.

TTL-C-MOS (5 V↗12 V).

La conversion du niveau TTL au niveau MOS 12 V sera effectuée par un 41104 (fig. V-15), avec l'avantage de pouvoir disposer de sorties complémentées : $Z_0\,\overline{Z_0}$, $Z_1\,\overline{Z_1}$, $Z_2\,\overline{Z_2}$, $Z_3\,\overline{Z_3}$.

C-MOS-TTL (12 V↘5 V).

La conversion se fait par des buffers du type 4049 ayant un Fan-out (sortance) élevé, principalement en série 74L (fig. V-16).

Fan-out : 2TTL, 9 74LS, 16 74L.

En langage MOS, V_{dd} (drain voltage) : potentiel positif ; V_{ss} (source voltage) : potentiel négatif = masse.

On se souviendra également que F_{max} = fréquence maximale appliquée à l'entrée du circuit qui permettra encore à la sortie de passer de 30 % à 70 % de V_{dd}. Nous avons vu, en ce qui concerne les diviseurs programmables, qu'il ne s'agit pas de leur fréquence maximale de travail dans la mesure où un temps supplémentaire doit être évalué pour que les compteurs puissent avoir la possibilité d'être prépositionnés pendant la durée de l'impulsion d'horloge.

(A suivre)

R. PIAT, P. LEVREL

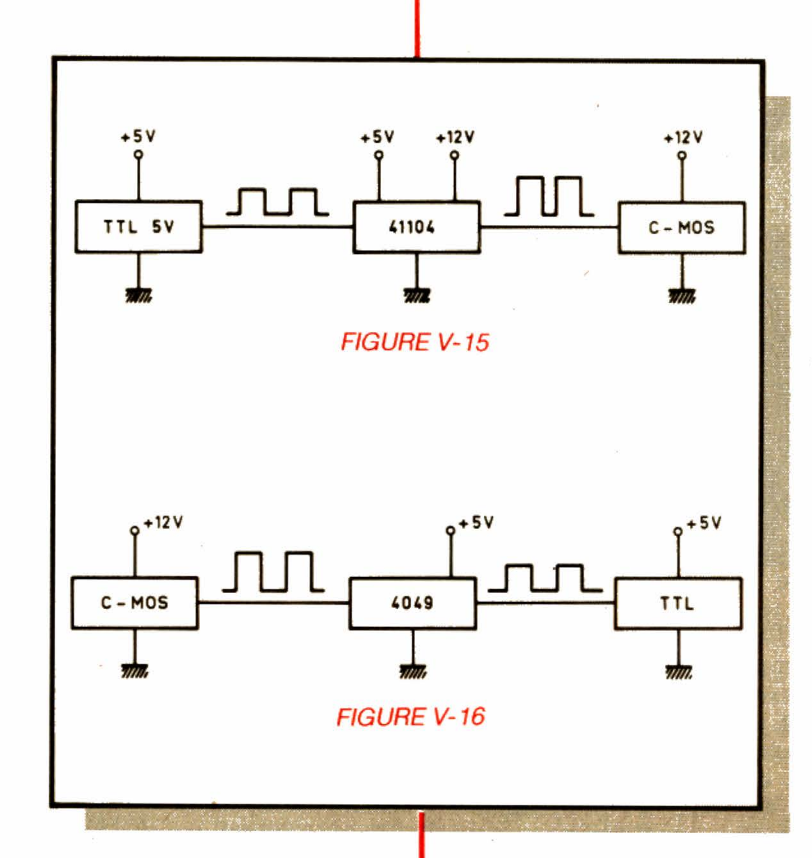


FIGURE V-15

FIGURE V-16

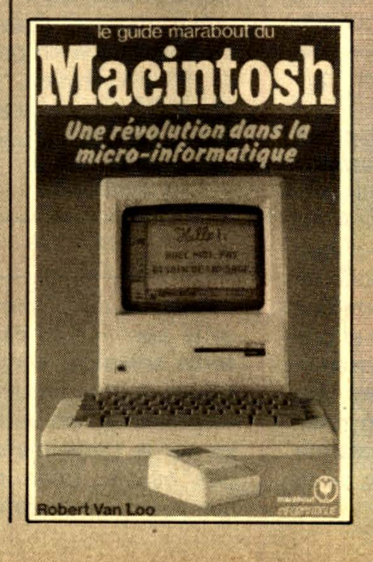
BLOC-NOTES

PIONEER MADE IN FRANCE...

Ça n'est plus qu'une question de mois... L'usine Pioneer actuellement en construction près de Bordeaux doit être opérationnelle dès la fin du printemps 1985. Son premier objectif sera la fabrication d'enceintes acoustiques haute fidélité de qualité proposées à des prix compétitifs face aux meilleures réalisations du marché. La démarche de Pioneer en la matière reste fidèle à sa philosophie, à savoir : porter son effort sur des innovations technologiques réelles apportant un plus au niveau des performances et de la musicalité. Pioneer a développé un nouveau type de moteur de haut-parleur qui permet d'assurer la linéarité de la réponse à niveau moyen, mais aussi quelle que soit la puissance à laquelle l'enceinte travaille. Pioneer a aussi mis au point un nouveau type de suspension de la membrane également mécaniquement linéaire. C'est donc ces composants nouveaux qui vont entrer dans la réalisation de la gamme des enceintes Pioneer fabriquée en France.

Les ingénieurs de Pioneer ont également veillé à ce que ces enceintes correspondent aux habitudes d'écoute des Européens, à savoir une réponse en fréquence régulière sans coloration. Deux prototypes ont été soumis au jugement d'un groupe de spécialistes, journalistes et professionnels du son. L'usine Pioneer de Bordeaux alimentera en effet non seulement le marché national, mais aussi le marché européen. Une entreprise d'importance, donc, pour laquelle Pioneer compte mettre tous les atouts dans son jeu.

LE GUIDE MARABOUT DU MACINTOSH par Robert Van Loo



Une révolution dans la micro-informatique, tel est le sous-titre de cet ouvrage de Robert Van Loo qui a pour particularité d'avoir été entièrement composé par l'auteur sur un Macintosh. Extrêmement intéressant pour les possesseurs du micro-ordinateur d'Apple, mais aussi pour tous ceux qui veulent se documenter sur la machine et ses possibilités. On y apprend le fonctionnement de l'appareil et de sa souris, l'utilisation du clavier et de l'imprimante Imagewriter. Une large part est faite aux logiciels tels MacWrite, MacPaint et Multiplan. L'apprentissage des langages, de la programmation et les jeux ne sont pas oubliés.

Marabout Service.